fare elettronica
CULTURA ELETTRONICA APPLICATA

130 PAGINE!

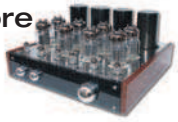
OTTOBRE
n° 256 • Anno 22

LINUX HEXAPOD

Il robot che ti vede

- ✔ Tutta la potenza di Linux
- ✔ 18 servomotori
- ✔ Telecamera
- ✔ Sensori ad ultrasuoni

COSTRUIRE HI-FI
Il suono superbo dell'amplificatore a monotriodo



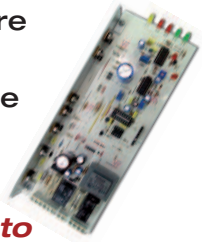
MIKROC
La modulazione PWM per generare e gestire segnali analogici utilizzando le uscite digitali

GLI OPERAZIONALI
Come utilizzarli per raddrizzare i segnali

Sintetizzatore audio con un PIC
Come generare un file audio digitale e come riprodurlo con il PIC16F84A

Progetto completo

UPS By Example
Il progetto per la realizzazione della scheda madre del gruppo di continuità con tutte le operazioni di taratura



Progetto completo

PIC Assembler Editor
Un programma per la stesura del codice ed il test grafico delle applicazioni con i PIC

IDEE DI PROGETTO

- Trasmettitore per telecomando a infrarossi
- Controllo per riscaldatore con OP-AMP Fet
- Attenuatore a jfet
- Sensore di temperatura alimentato con loop di corrente 4-20 mA
- Convertitore step-up ad alta efficienza
- Circuito di ritardo con op-amp e potenziometro digitale
- Amplificatore ad alta corrente in uscita

MHz

Realizziamo un ricetrasmettitore CB 6 canali quarzati + VFO in RX

Progetto completo

Riparazione/restauro di un ricevitore radioamatoriale Geloso modello G 4/216

Silenzio delle onde corte

SPECIALE

Rassegna sui sensori per la misura della temperatura

Analizziamo in dettaglio le diverse tipologie di sensore ed i relativi circuiti di controllo

ISSN 1591-2272
9 771591 227008 60256
INWARE EDIZIONI
www.farelettronica.com
€ 5,50

MENSILE Poste Italiane Spa - Spedizione in abbonamento Postale - D.L. 353/2003 (conv. in L.27/02/2004 n. 46) art. 1, comma1, NCB Milano. In caso di mancato recapito, restituire all'editore che si impegna a pagare la relativa tassa presso il CPM di Roserio - Milano

rswww.it
I brand leader vivono qui.

Altera, AMD, Amphenol, Analog Devices, AVX, Belden, Bourns, Commital, Crydom, Epcos, ERNI, Evox-Rifa, FCI, Freescale, Harting, Hellermann Tyton, Hirose, Infineon, Intel, International Rectifier, Intersil, ITT Industries, Jaeger, JST, Kemet, Linear Technology, Lumberg, Maxim, Microchip, Molex, Murata, National Semiconductor, Neutrik, Nichicon, ON Semiconductor, Panasonic, Pepperl+Fuchs, Philips, Phoenix Contact, Renaissance, Samsung, Semikron, Souriau, ST Microelectronics, TDK, Texas Instruments, Toshiba, Tyco, Vishay, Wago, Weidmuller, Xilinx, Zilog e tantissimi altri fornitori leader.

RS. Quello che ti serve, quando ti serve.

rswww.it
Codice MIP 256002

fare elettronica
servizio MIP

Richiedi maggiori informazioni sui contenuti di Fare Elettronica, visita il sito:

www.farelettronica.com/mip

Oppure compila questo modulo ed invialo via fax al numero 02 66508225

More Info Please!

NUMERO DELLA RIVISTA 256

CODICI MIP*
(DA COMPILARE)

DATI DEL LETTORE

NOME

COGNOME

AZIENDA

INDIRIZZO AZIENDA

CAP CITTÀ

PROV. NAZIONE

TEL.

FAX

E-MAIL

Privacy. Ai sensi del Decr. Lgs. 196/2003 la informiamo che i dati trasmessi verranno impiegati coi principali scopi di indagini di mercato e nelle modalità previste dallo stesso, prevalentemente con mezzi informatici. Il conferimento, di norma facoltativo, è obbligatorio per permettere il rapporto commerciale. È in ogni caso fatto diritto dell'interessato esercitare i propri diritti, nei modi previsti dal "Titolo II art. 7" della legge sopra citata, scrivendo a Inware Edizioni Via Cadorna 27 – 20032 Cormano o trmite email a info@inwaredizioni.it

* Utilizza il numero MIP che compare alla fine di ogni articolo o all'interno delle pagine di tuo interesse

Guida al numero 256

Informati!

Richiedi maggiori informazioni sui contenuti di Fare Elettronica, visita il sito:
www.farelettronica.com/mip

pag. 3

Vinci!

Con il quiz **Le So Tutte!!!** puoi vincere ogni mese uno di questi fantastici premi!

pag. 42

Risparmia!

ABBONATI O RINNOVA OGGI
IL TUO ABBONAMENTO A FARE ELETTRONICA

1 ANNO × 11 RIVISTE =

L'abbonamento a soli **€45,00**
invece di €60,50

CON UN RISPARMIO DEL 25%

pag. 128

Pratica

44 **E il PIC disse "mamma"**
Un articolo che illustra le tecniche di riproduzione audio con un microcontrollore PIC: dalla generazione del file a partire dai campioni audio, alla sintesi vera e propria.

52 **Il monotriodo, il re dell'amplificazione**
Si conclude questo mese la descrizione teorica relativa alla polarizzazione del monotriodo. Tutto è pronto per il progetto di un amplificatore HI-FI ad alte prestazioni.

18 **Linux Hexapod**
Questo progetto si propone di creare un robot con capacità visive garantendogli un'elevata flessibilità sia a livello software che a livello meccanico. Per garantire tutto ciò si è deciso di utilizzare la potenza della Fox Board, la flessibilità di Linux e la mobilità di un Hexapod.

34 **PIC assembler editor**
Un tool che permette di scrivere codice per microcontrollori PIC e di simularne il funzionamento graficamente ed in real-time è un sogno di molti appassionati del settore. Ebbene con PAE il sogno diventa realtà...

MHz

122 **Riparazione/restauro di un ricevitore radioamatoriale Geloso modello G 4/216**
Un intervento piuttosto raro sullo storico G 4/216, il ricevitore radioamatoriale Geloso degli anni '60.

112 **Ricetrasmettitore CB 6 canali quarzati + VFO in RX**
Poche esperienze possono soddisfare l'appassionato di elettronica come irradiare la propria voce nell'etere e ricevere un "roger" servendosi di una stazione costruita con le proprie mani. Ecco come costruire un ricetrasmettitore CB.

108 **Silenzio delle onde corte**
Le "Short Waves" appaiono attualmente come una grande strada improvvisamente abbandonata! È giustificabile la fuga verso i sistemi satellitari di tutti i servizi di radiodiffusione e di radiocomunicazione?

Ottobre 2006

Teoria

92 **MikroC By Example: Generazione di segnali PWM**

La modulazione PWM permette di generare e gestire segnali analogici utilizzando le normali uscite digitali del microcontrollore. In questo articolo verranno descritte diverse tecniche per generare segnali PWM utilizzano i PIC ed il MikroC.

100 **UPS By Example: La scheda madre**

Questo articolo è dedicato alla descrizione della scheda madre dell'UPS. La sua realizzazione è un pò complessa ma i componenti utilizzati risultano di facile reperimento. Una volta montata, dovremo affrontare la taratura dei vari trimmer e la fasatura.

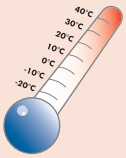
80 **L'operazionale come raddrizzatore e altri circuiti (parte I)**

Lop-amp è il componente di elezione nella realizzazione di circuiti ove sia il caso di rettificare tensioni di pochi millivolt. Qui si esamina l'op-amp come raddrizzatore unitamente ad altri utilissimi circuiti

Speciale

64 **Sensori per la misura della temperatura**

Una rassegna dei sensori di temperatura più conosciuti, con l'analisi delle caratteristiche, i loro pregi ed i loro difetti. Inoltre i circuiti di misura che permettono di utilizzarli al meglio.



Aziende citate in questo numero

Acme Systems	18	Intersil	16
Albo I.C.E.	27	Istituto Internazionale di Ricerca	67
Abacom	97	Lem	11
Artek Electronic Solutions	57	Linear Technology	8
ARI sezione Pescara	111	Lynxmotion	22
Atmel	23	Maxim	15-16
Blu Press	63	Microchip	9-37-44
Blu Nautilus	79-103	Micromed	91
Comfile	51	Mikroelektronika	44-92
Consorzio Elettrimpex	31	Millennium Dataware	41
Cypress Semiconductor	8	Motorola	11
ERF	107	Philips	14
Fiera Milano Tech	23	RS Components	II cop-10
Fiera Scandiano	61	Scuola Radio Elettra	IV cop
Futura Elettronica	47-87	Vicor	9
Gedit	121	Wireless	75
Inware	33	Western electric	52

Risorse

8 **Prima pagina**

- *Resistenti transceiver RS485/RS422 con funzionamento fino a 20 MBps o 250 KBps per una ridotta interferenza elettromagnetica*
- *Design kit di riferimento per tastiere e mouse wireless a bassa dissipazione*
- *Vicor introduce nuovi micro moduli di media potenza con ingresso 48V*
- *Microchip amplia la sua famiglia di microcontroller PIC® a 20-pin*
- *Da RS Components il nuovo catalogo generale*
- *LEM presenta la prima linea di sensori di corrente dual-range non-intrusivi per applicazioni automotive*
- *Huawei e Motorola siglano una nuova joint venture nel settore UMTS per i clienti di tutto il mondo*

12 **Gli eventi di Ottobre 2006**

- *Radiant and Silicon - Segrate (MI)*
- *Computerfest e Radioamatore - Busto Arsizio (VA)*
- *Expo Radio & Informatica 2006 - Potenza*
- *Elettro@bit - Arezzo*
- *Elettronica Expo Day - Trento*
- *Firenze Alta Fedeltà - Prato*
- *Electronics Expo - Vicenza*
- *Expo Elettronica - Faenza*
- *3ª Mostra regionale dell'elettronica Scandiano (RE)*
- *Computerfest e Radioamatore Torreano di Martignacco (UD)*

14 **Idee di Progetto**

- *21 Trasmettitore per telecomando a infrarossi*
- *22 Controllo per riscaldatore con OP-AMP Fet*
- *23 Attenuatore a jfet*
- *24 Sensore di temperatura alimentato con loop di corrente 4-20 mA*
- *25 Convertitore step-up ad alta efficienza*
- *26 Circuito di ritardo con op-amp e potenziometro digitale*
- *27 Amplificatore ad alta corrente in uscita*

fare elettronica

CULTURA ELETTRONICA APPLICATA

www.farelettronica.com

DIRETTORE RESPONSABILE
Antonio Cirella

DIRETTORE ESECUTIVO
Tiziano Galizia

COORDINAMENTO TECNICO
Maurizio Del Corso

HANNO COLLABORATO IN QUESTO NUMERO
Federico Lolli, Roberto Saraceno, Giovanni Di Maria, Marco Raimondi, Massimo Di Marco, Nico Grilloni, Antonio Di Stefano, Iginio Commisso, Fulvio Chiappetta, Marco Lento, Franco Malenza.

DIREZIONE • REDAZIONE • PUBBLICITÁ
INWARE Edizioni srl - Via Cadorna, 27/31 - 20032 Cormano (MI)
Tel. 02.66504755 - Fax 02.66508225
info@inwaredizioni.it - www.inwaredizioni.it
Redazione: fe@inwaredizioni.it

PROGETTO GRAFICO E IMPAGINAZIONE
Graficonsult - Milano

STAMPA
ROTO 2000 - Via L. da Vinci, 18/20 - 20080, Casarile (MI)

DISTRIBUZIONE
Parrini & C. S.p.a. - Viale Forlanini, 23 - 20134, Milano

UFFICIO ABBONAMENTI
INWARE Edizioni srl - Via Cadorna, 27/31 - 20032 Cormano (MI)
Per informazioni, sottoscrizione o rinnovo dell'abbonamento:
abbonamenti@inwaredizioni.it
Tel. 02.66504755 - Fax. 02.66508225
L'ufficio abbonamenti è disponibile telefonicamente
dal lunedì al venerdì dalle 14,30 alle 17,30
Tel. 02.66504755 - Fax. 02.66508225

Poste Italiane S.p.a. - Spedizione in abbonamento Postale
D.L. 353/2003 (conv. In L. 27/02/2004 n. 46) art. 1, comma1, DCB Milano.
Abbonamento per l'Italia: € 45,00
Abbonamento per l'estero: € 115,00

Gli arretrati potranno essere richiesti, per iscritto, al seguente costo:
Numero singolo: € 7,50
Numero doppio: € 9,00
Numero con allegato: € 8,50

Autorizzazione alla pubblicazione del Tribunale di Milano n. 647 del 17/11/2003.

© Copyright - Tutti i diritti di riproduzione o di traduzione degli articoli pubblicati sono riservati. Manoscritti, disegni e fotografie sono di proprietà di Inware Edizioni srl.
È vietata la riproduzione anche parziale degli articoli salvo espressa autorizzazione scritta dell'editore. I contenuti pubblicitari sono riportati senza responsabilità, a puro titolo informativo.

Privacy - Nel caso la rivista sia pervenuta in abbonamento o in omaggio, si rende noto che i dati in nostro possesso sono impiegati nel pieno rispetto del D.Lgs. 196/2003. I dati trasmessi a mezzo cartoline o questionari presenti nella rivista, potranno venire utilizzati per indagini di mercato, proposte commerciali, o l'inoltro di altri prodotti editoriali a scopo di saggio. L'interessato potrà avvalersi dei diritti previsti dalla succitata legge. In conformità a quanto disposto dal Codice di deontologia relativo al Trattamento di dati personali art. 2, comma 2, si comunica che presso la nostra sede di Cormano Via Cadorna 27, esiste una banca dati di uso redazionale. Gli interessati potranno esercitare i diritti previsti dal D.Lgs. 196/2003 contattando il Responsabile del Trattamento Inware Edizioni Srl (info@inwaredizioni.it).

RICHIESTE DI ASSISTENZA
Per richiedere assistenza o chiarimenti sugli articoli pubblicati, vi preghiamo di utilizzzare il servizio MIP compilando l'apposito modulo on-line all'indirizzo www.farelettronica.com/mip.

COLLABORARE CON FARE ELETTRONICA
Le richieste di collaborazione vanno indirizzate all'attenzione di Tiziano Galizia *(t.galizia@inwaredizioni.it)* e accompagnate, se possibile, da una breve descrizione delle vostre competenze tecniche e/o editoriali, oltre che da un elenco degli argomenti e/o progetti che desiderate proporre.

ELENCO INSERZIONISTI

ARI Pescara ..... **pag. 111**
Piazza Pirazzoli, 2 - 40020 Sasso Morelli (BO)
Tel 0542.643192 - www.artek.it

Artek Electronic Solutions ..... **pag. 57**
Piazza Pirazzoli, 2 - 40020 Sasso Morelli (BO)
Tel 0542.643192 - www.artek.it

ATMEL Nantes ..... **pag. 23**
Via Grosio, 10/8 - 20151 Milano
Tel 02.38037-1 - www.atmel.com

Blu Nautilus srl ..... **pag. 79-103**
Piazza Tre Martiri, 24 - 47900 Rimini
Tel 0541.53294 - www.blunautilus.it

BLU PRESS ..... **pag. 63**
Via Cavour 65/67 - 05100 Terni (TR)
Tel. 0744.433606 - www.blupress.it

Comune Scandiano ..... **pag. 61**
Piazza Trampolini 1 - 42019 Scandiano (RE)
Tel. 0522-764290 - http://www.fierascandiano.it

Consorzio Elettrimpex ..... **pag. 31**
Via Console Flaminio, 19 - 20134 Milano
Tel 02.210111230 - www.elettrimpex.it

E.R.F. ..... **pag. 107**
Largo Fiera della Pesca, 11 - 60100 Ancona
Tel 0733.780811 - www.erf.it

Fiera Milano Tech Spa ..... **pag. 21**
Via Gattamelata, 34 - 20134 Milano
Tel 02.3264803 - www.fieramilanotech.it

Futura Elettronica ..... **pag. 47-87**
Via Adige, 11 - 21013 Gallarate (VA)
Tel 0331.792287 - www.futuranet.it

Gedit. ..... **pag. 121**
Via Della Scuola, 128 - 06087 Ponte San Giovanni (PG)
Tel. 0755991028

Inware ..... **pag. 33-51**
Via Cadorna 27/31 - 20032 Cormano (MI)
Tel 02.66504794 - www.inware.it

Istituto Internazionale di Ricerca ..... **pag. 67**
Via Forcella, 3 - 20144 Milano
Tel 02.83847272 - www.iir-italy.it

Microchip Technology ..... **pag. 37**
v. S. Quasimodo, 12 - 20025 Legnano (MI)
Tel. +39 0331.7426110 - www.microchip.com

Micromed ..... **pag. 91**
Via Valpadana, 126 B/2 - 00141 Roma (RM)
Tel. 0690024006 - www.micromed.it

Millenium Dataware ..... **pag. 41**
Corso Repubblica, 48 - 15057 Tortona (AL)
Tel 0131.860254 - www.mdsrl.it

MyMy Albo ICE ..... **pag. 27**
Via S. Gregorio, 6 - 20124 Milano (MI)
Tel. 02.2023161

RS Components ..... **II cop**
Via M. V. De Vizzi, 93/95 - 20092 Cinisello Balsamo (MI)
Tel 02.660581 - www.rs-components.com

Scuola Radio Elettra ..... **IV cop**
Via Biturgense, 104 - 00185 Cerbara di Città di Castello (PG)
Tel 075.862911 - www.scuoladradioelettra.it

Wireless ..... **pag. 75**
Via Monterosa, 11 - 20149 Milano (MI)
Tel 02.48100306 - www.wirelessforum.it

Note dalla redazione

Tiziano Galizia
t.galizia@inwaredizioni.it

Il paese dei balocchi...

La *Silicon Valley*, così chiamata vista la grande concentrazione di aziende che producono silicio, è il distretto industriale leader al mondo nelle tecnologie avanzate. Pur avendo un'estensione geografica relativamente piccola e una densità di abitanti limitata, visto che occupa la sola contea di Santa Clara (a sud di San Francisco) dove vivono circa 1 milione e 700 mila persone, comprende un'ingente quantità di aziende hi-tech ed ha un PIL uguale a quello dell'Olanda. Sarebbe l'undicesimo stato più ricco della terra, tanto per fare un paragone. Questo è il luogo in cui è partita la rivoluzione della new economy, dove sono nate, spesso dal genio di ragazzini, tutte le dot-com di maggior successo. Qui l'hi-tech si respira nell'aria, si mangia tecnologia a colazione, pranzo e cena.
Nonostante ritorni da quelle parti ogni anno, sia per lavoro che per ritrovare tanti carissimi amici, girando in auto per le strade di *Santa Clara, San Jose, Palo Alto, Mountain View* e *Sunnyvale*, ho ancora la sensazione di essere a *Disney World*. Continuo a sorprendermi per la concentrazione di grandi aziende che producono i componenti e le tecnologie che usiamo ogni giorno nel nostro lavoro. Per meglio rendere l'idea, è come essere un fan sfegatato della *Ferrari* che va in visita (o forse pellegrinaggio?), agli stabilimenti di *Maranello*.
È un viaggio che consiglio a tutti. È una bella sensazione toccare con mano il fiume tecnologico che scorre veloce in quel luogo: il paese dei balocchi per tutti gli appassionati come noi!

Prima di congedarmi, vorrei ringraziare tutti i lettori che mi scrivono complimentandosi per la rinascita della rubrica *Mhz* e per le tante novità presentate negli ultimi numeri. Noi facciamo questo lavoro per passione ed il vostro apprezzamento, cari lettori, ci spinge a migliorare, proponendovi contenuti sempre più innovativi ed in linea con le vostre aspettative. Proprio per avere in diretta i vostri commenti, mi renderò disponibile tutti i Venerdì, dalle 14 alle 15, a parlare con voi utilizzando la *Chat* di Fare Elettronica (www.farelettronica.com/chat). Vi aspetto numerosi!

Vi auguro una piacevole lettura di questo bellissimo numero e vi rinnovo l'appuntamento in edicola a Novembre.

ABBONATI OGGI!

SEMPLICE!
COMODO!
IMMEDIATO!

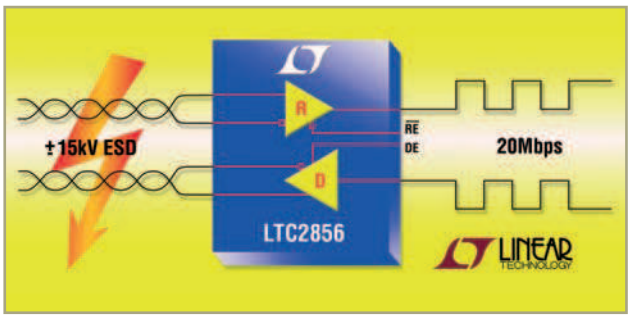
FALLO SU:
www.ieshop.it/abbonamento

INWARE EDIZIONI

Rubrica di notizie e novità dal mondo dell'elettronica.

Prima pagina

RESISTENTI TRANSCEIVER RS485/RS422 CON FUNZIONAMENTO FINO A 20 MBPS O 250 KBPS PER UNA RIDOTTA INTERFERENZA ELETTROMAGNETICA



Linear Technology presenta i transceiver RS485/422 a bassa potenza LTC2856/LTC2857/LTC2858 con alimentazione a 5 V. I transceiver LTC2856-1, LTC2857-1 e LTC2858-1 funzionano a una velocità massima di trasmissione dati di 20 MBps, mentre i modelli LTC2856-2, LTC2857-2 e LTC2858-2 trasmettono dati a 250kbps e sono provvisti di driver di uscita con limitatore di slew rate per controllare l'emissione ad alta frequenza dei cavi dati e delle apparecchiature.
La protezione ESD avanzata sui pin dell'interfaccia del transceiver consente ai circuiti integrati di resistere a scariche ESD di ±15 kV (modello per corpo umano) senza che si blocchino o si danneggino.
La funzione di fail-safe del ricevitore migliora ulteriormente il funzionamento dei dispositivi garantendo lo stato logico alto delle uscite in condizioni di ingressi oscillanti o cortocircuitati. Ogni singolo ricevitore dei modelli LTC2856/LTC2857/LTC2858 ha un carico di un ottavo, questo consente di supportare un massimo 256 dispositivi sul bus, mentre i driver di tutti i circuiti integrati mantengono un'elevata impedenza di uscita sull'intero range di modo comune quando disattivati o quando privi di alimentazione. L'eccessiva dissipazione di potenza dovuta alla contesa del bus o a un guasto, viene evitata mediante la limitazione di corrente su tutte le uscite e attraverso lo shutdown termico. La vasta combinazione di funzioni rende i modelli LTC2856/LTC2857/LTC2858 la soluzione ideale per molte applicazioni nei settori consumer, industriale, medico e automotive.
I circuiti integrati sono offerti in un package MSOP da 8 e 10 pin e DFN da 3x3 mm. Fabbricati per i range di temperature commerciali e industriali e disponibili a magazzino.

Codice MIP 256201

DESIGN KIT DI RIFERIMENTO PER TASTIERE E MOUSE WIRELESS A BASSA DISSIPAZIONE

Cypress Semiconductor ha di recente introdotto un design kit di riferimento grazie al quale è possibile semplificare lo sviluppo di tastiere e mouse wireless.
Il nuovo WirelessUSB™ LP Reference Design Kit (RDK) mette a disposizione dei progettisti alcune realizzazioni illustrative di mouse, tastiere e sistemi "bridge" che utilizzano la radio SoC (System-On-Chip) WirelessUSB™ LP a 2,4 GHz di Cypress Semiconductor. Il kit RDK (CY4636), che integra il protocollo WirelessUSB per assicurare la più elevata immunità alle interferenze, può anche essere impiegato per lo sviluppo di altri dispositivi di interfaccia (HID – Human Interfce Devices)

More Info Please!

Richiedi maggiori informazioni sui contenuti di Fare Elettronica, visita il sito: **www.farelettronica.com/mip**

Oppure compila il modulo "Servizio MIP" ed invialo via fax al numero **02 66508225**

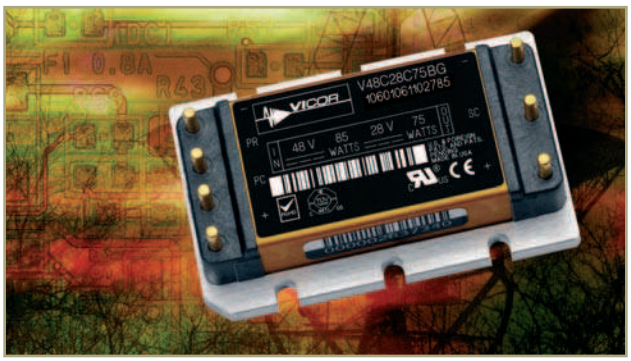
come tool di presentazione, controlli remoti e gamepad per personal computer. Questo RDK comprende un mouse wireless compatto, una tastiera wireless ricca di funzionalità e un dispositivo "ponte" (bridge) di ridotte dimensioni, ciascuno dei quali viene fatto funzionare grazie alle MCU flash della linea enCoRe™ II.

Per semplificare ulteriormente il processo di sviluppo, vengono forniti a corredo un kit di documentazione, gli schemi hardware, la lista dei materiali, i tool di sviluppo e il firmware necessario per l'aggiunta di funzionalità specifiche. I produttori possono semplicemente duplicare i design di riferimento: a questo punto è sufficiente aggiungere l'involucro esterno per avere dispositivi pronti per l'introduzione sul mercato.

Questi progetti non richiedono nessun driver USB particolare.

Codice MIP 256202

VICOR INTRODUCE NUOVI MICRO MODULI DI MEDIA POTENZA CON INGRESSO 48V



Vicor annuncia l'aggiunta di sei convertitori DC-DC Micro di media potenza alla famiglia con ingresso 48Vdc: un modello da 50W con 3,3 Vout e modelli da 75W con Vout di 12, 15, 24, 28 e 48V. I moduli – che incorporano la topologia a basso rumore ZCS/ZVS (Zero-Current Switching e Zero-Voltage Switching) brevettata da Vicor – sono adatti per sistemi ad alimentazione distribuita nei settori, medicale, ATE, comunicazioni, difesa ed aerospazio. Con questi nuovi modelli, la famiglia Micro a 48Vin comprende ora 16 modelli con tensioni d'uscita da 2 a 48Vdc e livelli di potenza da 50 a 150W. I convertitori operano con tensione di ingresso nominale a 48V, con una gamma d'ingresso da 36 a 75V. L'efficienza arriva all'89% per le tensioni di uscita più elevate.

Questi moduli sono disponibili in cinque differenti gradi ambientali, con sei differenti opzioni di piedinatura e tre opzioni di piastra base. Tutte le opzioni possono essere configurate in qualsiasi combinazione nel Custom Module Design System di Vicor presso www.vicoreurope.com.

Questi prodotti di media potenza forniscono ai progettisti che non richiedono la piena capacità di potenza del modulo Micro una gamma più ampia di opzioni che renderanno più economici i loro progetti.

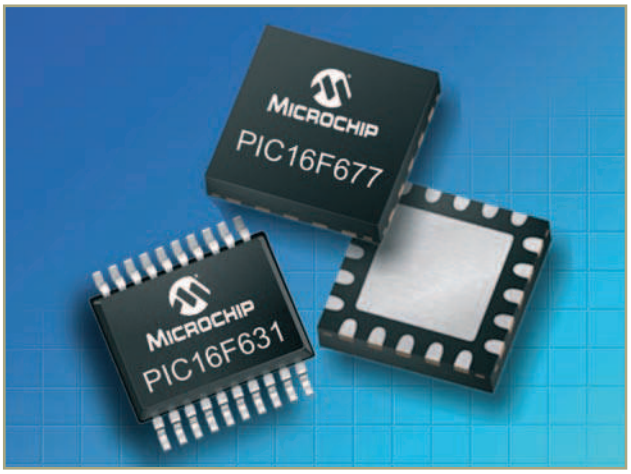
Inoltre, le funzioni ZCS/ZVS a basso rumore riducono notevolmente lo sforzo di progettazione ed i costi aggiuntivi per il filtraggio richiesto ai convertitori di potenza al fine di soddisfare i requisiti d'emissione condotta richiesti dalle agenzie.

Codice MIP 256203

MICROCHIP AMPLIA LA SUA FAMIGLIA DI MICROCONTROLLER PIC® A 20-PIN

Microchip annuncia due nuovi microcontroller PIC® a 20-pin che vanno a rafforzare ulteriormente il suo portafoglio di prodotti a 8-bit. Il modello PIC16F631 offre un conveniente cammino di migrazione dai dispositivi a 8 e 14-pin, mentre il modello PIC16F677 offre interessanti capacità hardware I²C™ & SPI.

I dispositivi sono totalmente compatibili con il range Microchip di microcontroller PIC e si



propongono quindi come una scelta ideale per la riduzione dei costi degli attuali progetti a 20-pin o per la migrazione verso l'alto di semplici progetti che hanno l'esigenza di essere potenziati con nuove funzionalità.
I nuovi dispositivi sono un'estensione compatibile della serie PIC16F685/687/689/690. Il layout della scheda e l'ambiente di tool possono essere totalmente riutilizzati senza alcuna modifica, garantendo agli ingegneri la libertà di sviluppare dei sistemi basati su piattaforma. Entrambi i microcontroller prevedono la tecnologia nanoWatt - la quale permette di minimizzare i consumi - e integrano un oscillatore interno di precisione (funzionante da 31kHz fino a 8MHz), una funzione di wakeup ultra-low-power, un Watchdog Timer low-power potenziato e un timer a 16-bit low-power potenziato con Gate Control.
Tra le caratteristiche chiave comuni a entrambi i dispositivi si segnalano: fino a 3.5 Kbyte di memoria programma Flash, fino a 128 byte di RAM, due comparatori con modalità latch Set-Reset, riferimento bandgap interno da 0.6 Volt, tecnologia In-Circuit Serial Programming, reset brownout con opzione di controllo software, fino a 18 Pin di I/O, opzione di packaging QFN 4x4. In aggiunta, la versione PIC16F677 prevede: ADC a 10-bit da 12-canali, uupporto SPI e I^2C con opzione Address Mask. I nuovi dispositivi sono supportati dalla linea di tool di sviluppo Microchip, comprendente l'IDE (Integrated Development Environment) gratuito MPLAB®, lo starter-kit a basso costo PICkit™ 2 e l'ICD (In-Circuit Debugger) MPLAB ICD 2.

Codice MIP 256204

DA RS COMPONENTS IL NUOVO CATALOGO GENERALE

RS Components, società leader nella distribuzione di prodotti industriali per qualsiasi settore applicativo, ha presentato il nuovo catalogo generale 2006/2007, ricco di novità e prodotti tecnologicamente all'avanguardia. La nuova edizione del catalogo, che come di consueto avrà una validità di 12 mesi (da Ottobre 2006 a Settembre 2007), è quest'anno ancora più ricca e assortita e, grazie alla continua collaborazione con i fornitori, offre prezzi ribassati per migliaia di articoli e promozioni ancora più convenienti e vantaggiose. Con quest'edizione del catalogo, in cui sono stati inseriti ben 16.000 nuovi prodotti, l'offerta complessiva di RS supera quota 250.000 articoli. La principale novità del catalogo 2006/2007 è indubbiamente rappresentata della suddivisione in due volumi "tematici". Il primo volume è totalmente dedicato ai prodotti di elettronica ed elettromeccanica. Il secondo volume, invece, è di carattere più generale e include tutte le soluzioni in grado di soddisfare le esigenze del mondo dell'industria. Bisogna sottolineare il fatto che il nuovo catalogo di elettronica è uguale in tutti i Paesi in cui RS è presente: si tratta di un aspetto molto importante, che vedrà in un prossimo futuro il passaggio ad una totale omogeneità dei cataloghi RS a livello mondiale. Questa uniformazione si tradurrà, quindi, in una vera e propria unificazione dell'offerta fra tutti i Paesi, in modo da poter garantire a tutti i clienti di RS la più ampia possibilità di scelta e uno standard qualitativo elevatissimo. Il nuovo catalogo RS offre, inoltre, una sezione speciale dedicata alle tecnologie Wireless & Display: sono ben 40 le pagine dedicate alle nuove tecnologie senza fili e

ai prodotti per la visualizzazione. Infine, a partire dal mese di luglio, RS ha dato libero accesso a tutte le schede tecniche presenti sul proprio sito, rswww.it. In questo modo chi naviga su RS online ha la possibilità di consultare, scaricare e stampare, gratuitamente e senza login, oltre 100.000 schede tecniche e data-sheet, comprese le schede di sicurezza in lingua italiana.

Codice MIP 256205

LEM PRESENTA LA PRIMA LINEA DI SENSORI DI CORRENTE DUAL-RANGE NON-INTRUSIVI PER APPLICAZIONI AUTOMOTIVE

LEM presenta una nuova serie di sensori di corrente dual-range qualificati per applicazioni automotive, destinati nelle applicazioni di controllo della batteria dei veicoli - garantendo precise misure di corrente su di un ampio spettro di valori. I 25 modelli della famiglia DHAB sono i primi trasduttori di corrente ad offrire una soluzione non intrusiva, galvanicamentre isolata, per questo tipo di applicazioni. Il sensore DHAB ad effetto Hall viene normalmente fissato sul cavo della batteria della vettura. Il suo doppio nucleo permette di utilizzare il sensore per due distinte portate di corrente: una tra ±20 e ±80° e l'altra tra ±50 e ±600°, consentendo di svolgere sia misure a pieno carico sia misure estremamente accurate alle piccole correnti. L'alloggiamento sigillato dei sensori DHAB significa che non necessitano di nessuna resinatura. Per la massima versatilità, sono disponibili sia in versioni da pannello che per montaggio su cavo. I sensori soddisfano tutte le normative più salienti, compresi gli standard ISO-TS e RoHS. Come per tutti i prodotti LEM, anche questi sensori DHAB beneficiano dell'approccio di alta qualità produttiva della LEM inclusi i cinque anni di garanzia. Importanti applicazioni sono previste nelle misura della corrente sui pacchi-batterie dei veicoli elettrici e ibridi.

Codice MIP 256206

HUAWEI E MOTOROLA SIGLANO UNA NUOVA JOINT VENTURE NEL SETTORE UMTS PER I CLIENTI DI TUTTO IL MONDO

Huawei Technologies, azienda leader nella fornitura di soluzioni di rete per le telecomunicazioni di nuova generazione rivolte agli operatori di tutto il mondo e Motorola, hanno annunciato una nuova collaborazione che metterà a disposizione di tutti i clienti a livello mondiale un portafoglio più esteso di apparecchiature infrastrutturali UMTS e HSPA avanzate. L'esperienza delle due aziende nella tecnologia UMTS consentirà di soddisfare le esigenze attuali e future degli operatori di telefonia mobile. Uno dei punti chiave di questa joint venture per l'UMTS consiste nella creazione di un centro congiunto di Ricerca e Sviluppo a Shanghai, in Cina, presso il quale i dipendenti di entrambe le aziende si occuperanno dello sviluppo dell'architettura e delle linee di prodotti e servizi. L'ampio portafoglio di prodotti consentirà agli operatori di telefonia mobile di tutto il mondo di disporre di una vasta scelta di soluzioni UMTS, inclusa una delle linee più estese di soluzioni per l'accesso radio, circuiti e prodotti base, nonché sistemi HSPA (High Speed Packet Access) su un'ampia gamma di nuove bande di frequenza. Questa relazione commerciale porterà vantaggi per quanto riguarda i tempi di commercializzazione e permetterà alle due aziende di sviluppare rapidamente i rispettivi portafogli UMTS per il mercato globale. Motorola darà a questo progetto il contributo della propria esperienza a livello di progettazione, implementazione e integrazione della rete, nonché servizi a valore aggiunto per le prestazioni, la protezione e la gestione della rete e i sistemi OSS (Operation Support Systems). Il portafoglio di servizi Motorola offrirà agli operatori soluzioni personalizzate per soddisfare al meglio le esigenze dei mercati nei quali operano. Nell'ambito di questa collaborazione Huawei fornirà inoltre competenze sempre più approfondite nel campo dell'innovazione tecnologica, la ricerca e lo sviluppo.

Codice MIP 256207

Rubrica di appuntamenti, manifestazioni ed eventi nel mondo dell'elettronica

Gli eventi di OTTOBRE 2006

30 SETTEMBRE – 01 OTTOBRE 2006
RADIANT AND SILICON

Attualmente RADIANT, che si sviluppa su una superficie espositiva superiore ai 10.000 mq. coperti, con più di 180 espositori per edizione ed oltre 40.000 visitatori annui, è considerata la più importante Mostra-Mercato nazionale del suo settore.

Informazioni utili

Parco Esposizioni Novegro - Segrate (Mi)
Organizzazione Comis
www.parcoesposizioninovegro.it
Tel. 02.7562711
Orario dalle 9:00 alle 18:00
€ 8,00

Incontra Inware Edizioni

Codice MIP 255301

30 SETTEMBRE – 01 OTTOBRE 2006
COMPUTERFEST & RADIOAMATORE

Mostra mercato dedicata all'elettronica, informatica, radiantistica, materiale di consumo, video giochi, telefonia ed editoria specializzata. Dal sito Compendio è possibile scaricare le riduzioni per il biglietto d'ingresso.

Informazioni utili

Malpensa Fiere - Busto Arsizio (Varese)
Organizzazione Compendio Fiere srl
www.compendiofiere.it – Tel. 337.676719
Orario dalle 9:00 alle 18:00
€ 6,00

Codice MIP 255302

6-8 OTTOBRE 2006
EXPO RADIO & INFORMATICA 2006

Mostra mercato dedicata all'elettronica, informatica, radiantistica, materiale di consumo, video giochi, telefonia ed editoria specializzata. In contemporanea è prevista una Mostra di Protezione Civile.

Informazioni utili

Quartiere Fieristico Area Industriale
Tito Scalo (Potenza)
Orario: dalle 09:00 alle 21:00
Organizzazione: EFAB
www.efab.it - Tel. 347.6583905

Codice MIP 256301

7-8 OTTOBRE 2006
ELETTRO@BIT

Piacenza Expo - Piacenza
Mostra mercato dedicata all'elettronica, informatica, radiantistica, materiale di consumo, video giochi, telefonia ed editoria specializzata.

Informazioni utili

Centro Affari - Arezzo
Orario: dalle 09:00 alle 18:30
Organizzazione: GETID
gedit2004@libero.it - Tel. 348.3307007

Codice MIP 256302

7-8 OTTOBRE 2006
ELETTRONICA EXPO DAY

Mostra mercato dedicata all'elettronica, informatica, radiantistica, materiale di consumo, video giochi, telefonia ed editoria specializzata.

Informazioni utili

Centro Fiera Trentofiere - Trento
Orario: dalle 09:00 alle 18:30
Organizzazione: Expofiere
www.expofiere.com - Tel. 333.6252325

Codice MIP 256303

7-8 OTTOBRE 2006
FIRENZE ALTA FEDELTÀ

Sesto meeting-show riservato all'audio hi fi due canali. Presso l'ART Hotel Museo, Viale della Repubblica 289 Prato. Saranno presenti le riviste del settore, marchi interessanti, sale di audizioni, spazi espositivi, dischi in vinile e CD, acces-

sori per alta fedeltà, tubi elettronici, editoria, curiosità e sorprese.
Manifestazioni strettamente riservata all'audio stereofonico.
Informazioni utili
Art Hotel - Prato
Orario: dalle 09:30 alle 18:00
Organizzazione: Demidoff sas
www.audion.net - Tel. 055.827292

Codice MIP 256304

14-15 OTTOBRE 2006
ELECTRONICS EXPO

Mostra mercato dedicata all'elettronica, informatica, radiantistica, materiale di consumo, video giochi, telefonia ed editoria specializzata.
Informazioni utili
Fiera di Vicenza (padiglione L) - Vicenza
Orario: dalle 09:00 alle 18:00
Organizzazione: GU&GI Equipe sas
www.guegi.it - Tel. 0423.948733

Codice MIP 256305

21-22 OTTOBRE 2006
EXPO ELETTRONICA

Da molti anni l'elettronica è entrata a far parte del nostro quotidiano, non solo in ambito professionale ma anche fra le mura di casa: dagli elettrodomestici ai giochi dei bambini, dagli antifurto alla Tv satellitare. Expo Elettronica a Faenza è uno degli appuntamenti più noti e frequentati sia per l'elettronica di consumo sia per prodotti rivolti ad un pubblico più esperto.
Informazioni utili
Faenza Fiere - Faenza
Orario: dalle 09:00 alle 18:00
Organizzazione: Blu Nautilus
www.blunautilus.it - Tel. 054153294
€ 7,50 (ridotto € 6,50)

Codice MIP 256306

28-29 OTTOBRE 2006
3ª MOSTRA REGIONALE DELL'ELETTRONICA

Mostra mercato dedicata all'elettronica, informatica, radiantistica, materiale di consumo, video giochi, telefonia ed editoria specializzata.
Informazioni utili
Centro Fieristico Scandiano – Scandiano (RE)
Orario: dalle 09:00 alle 18:00
Organizzazione: Comune di Scandiano
www.fierascandiano.it - Tel. 0522.857436
€ 7,00 (ridotto € 4,00)

Codice MIP 256307

4-5 NOVEBRE 2006
COMPUTERFEST & RADIOAMATORE

Mostra mercato dedicata all'elettronica, informatica, radiantistica, materiale di consumo, video giochi, telefonia ed editoria specializzata. Dal sito Compendio è possibile scaricare le riduzioni per il biglietto d'ingresso.
Informazioni utili
Quartiere Fieristico Udinese
Torreano di Martignacco (UD)
Orario: dalle 09:00 alle 18:00
Organizzazione: Compendio Fiere
www.compendiofiere.it
€ 6,00

Codice MIP 256308

Sei l'**organizzatore** di una manifestazione del settore?
Registrala all'indirizzo **www.farelettronica.com/eventi** e sarà pubblicata gratuitamente in questo spazio!

Se sei un **espositore** e vuoi comparire gratuitamente in questo elenco, registrati all'indirizzo www.farelettronica.com/eventi

Dal blocco note di Fare Elettronica una raccolta di idee da tenere sempre a portata di mano.

Idee di progetto

21 TRASMETTITORE PER TELECOMANDO A INFRAROSSI

Il P87LPC760 è un microcontrollore Philips in contenitore dual-in-line a 14 pin adatto per applicazioni a basso costo e basso consumo. Basato su un core 80C51, il chip è dotato di oscillatore interno a RC, due timers general-purpose a 16 bit, un timer di watchdog e ingressi gestibili a interrupt per il collegamento diretto con una tastierina a matrice.
Il circuito in figura 1 ne mostra una possibile applicazione come trasmettitore per telecomando a infrarossi, in sostituzione di integrati obsoleti quali il PCA84C122 o l' SAA3010.

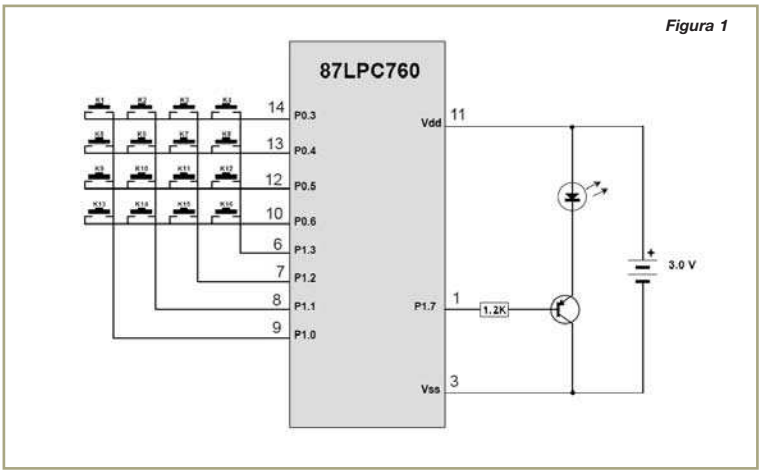


Figura 1

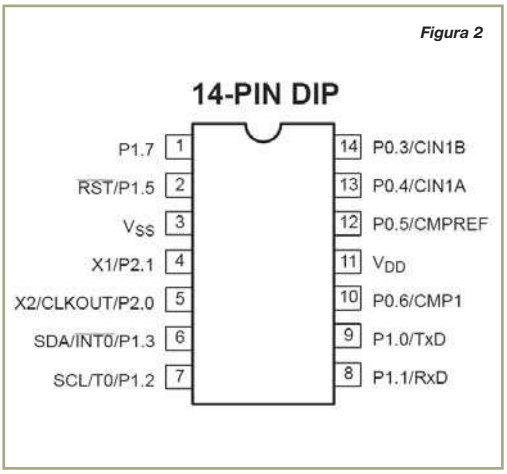


Figura 2

22 CONTROLLO PER RISCALDATORE CON OP-AMP A FET

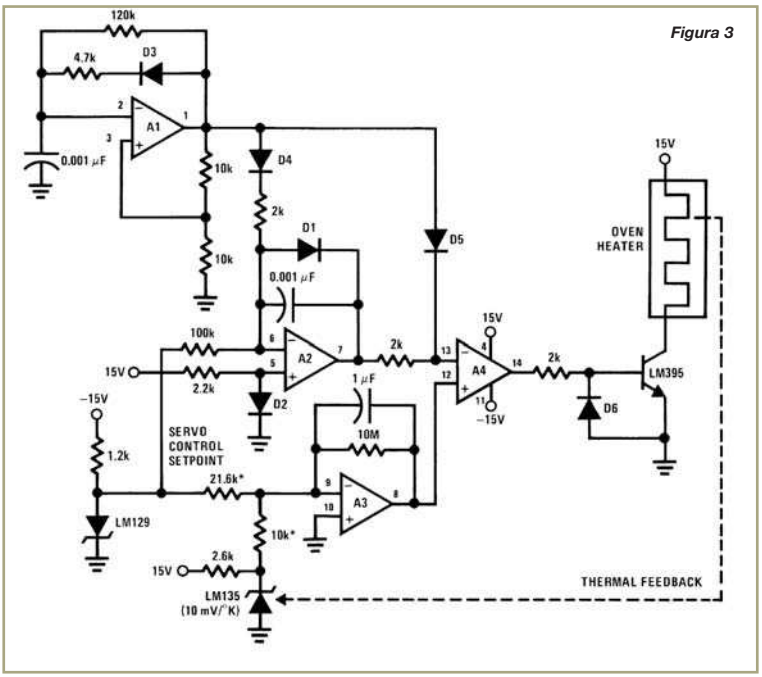


Figura 3

Con un integrato quadruplo LF347 più alcuni componenti esterni si realizza un controller di temperatura di alta precisione (circuito in figura 3). Il circuito puo mantenere uno scarto di 5 centesimi di grado anche in presenza di ampie fluttuazioni di temperatura ambientale.

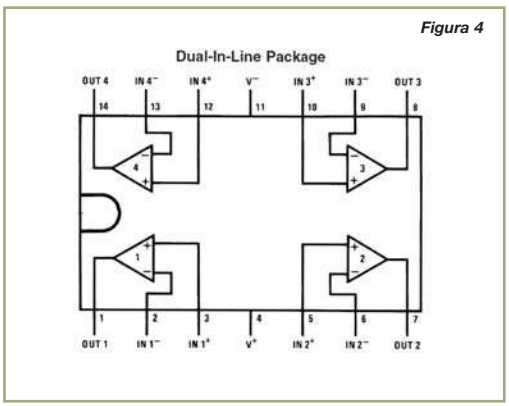


Figura 4

Avete una richiesta particolare?

Scrivete a:

MAILBOX REDAZIONE DI FARE ELETTRONICA
Inware Edizioni s.r.l.
Via Cadorna, 27/31 - 20032, Cormano (MI)

Oppure inviate un'email a: mailbox@farelettronica.com

23 ATTENUATORE A JFET

Il circuito in figura 6 impiega un JFET a canale N al fine di realizzare un attenuatore per segnali in banda audio. L'ingresso di test è sinusoidale e di ampiezza inferiore a 1V p.p. Agendo sul potenziometro RV1 l'attenuazione varia da zero al 100%.

Figura 5

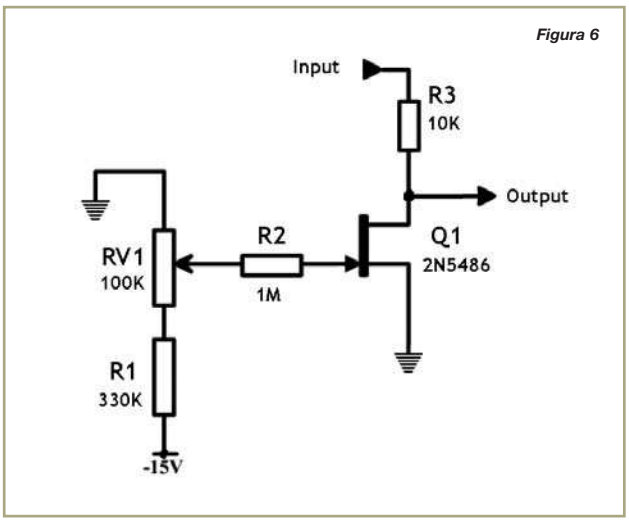


Figura 6

24 SENSORE DI TEMPERATURA ALIMENTATO CON LOOP DI CORRENTE 4-20 mA

Il circuito in figura 7 impiega un sensore di temperatura (IC1), un amplificatore operazionale (A1) con stadio buffer a transistor (Q1) e un regolatore lineare di tipo low-dropout (IC2) per generare un'uscita in corrente nel range tra 4 e 20 mA. Il circuito si alimenta dallo stesso loop di corrente, producendo un trascurabile errore di offset nella misura. Il sensore fornisce una tensione di 11,9 mV per grado centigrado, con un offset iniziale di 744 mV, misurato a zero gradi centigradi. Il regolatore fornisce l'alimentazione al sensore, all'amplificatore e al transistor. Il valore della resistenza R1 è tale che la corrente che vi circola varia da 4 mA (corrispondente a –25 gradi centigradi) fino a 20 mA (quando la temperatura arriva a +125 gradi). La corrente in R1 si riflette all'ingresso del regolatore IC2, per cui l'intero circuito può essere considerato, dal punto di vista del controllore centrale, come un carico variabile con la temperatura. La tensione in ingresso al regolatore può variare, in accordo con lo standard, in un range di tensione da 3.75 a 28 V.

In figura 8 il package ed il pinout dei componenti utilizzati.

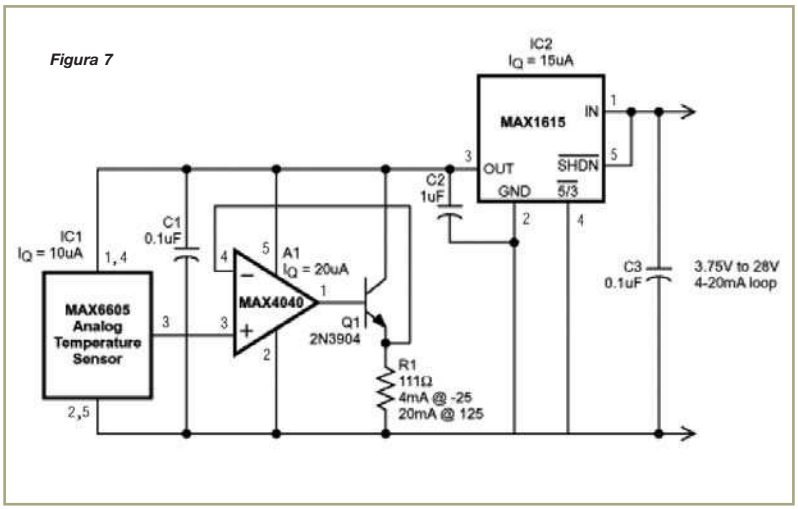


Figura 7

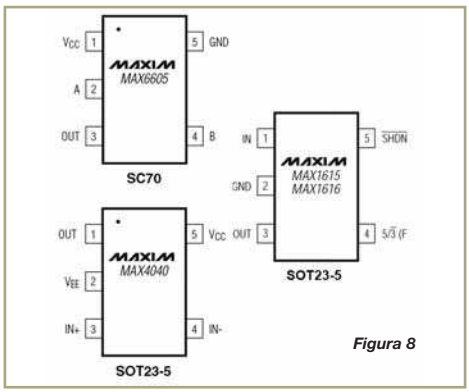


Figura 8

25 CONVERTITORE STEP-UP AD ALTA EFFICIENZA

Un paio di circuiti integrati (figura 9) e una manciata di componenti discreti realizzano un convertitore di tensione a 5V a partire da una batteria al litio, con una corrente massima sul carico di 100 mA. Il circuito non richiede ne induttanze ne trasformatori e assorbe soltanto 200 µA a riposo. L'efficienza è superiore all' 80% ed aumenta al diminuire della tensione di ingresso. A V_{IN}=2.7V, la tipica tensione di una cella al litio sotto carico per la maggior parte della sua vita operativa, l'efficienza arriva al 90%, con una corrente in uscita di 40 mA. IC1 è un convertitore monolitico invertente a pompa di carica, mentre IC2 è un regolatore lineare a basso dropout, tipicamente 40mV per 40mA erogati. In queste condizioni, la vita operativa della batteria è di circa 16 ore.

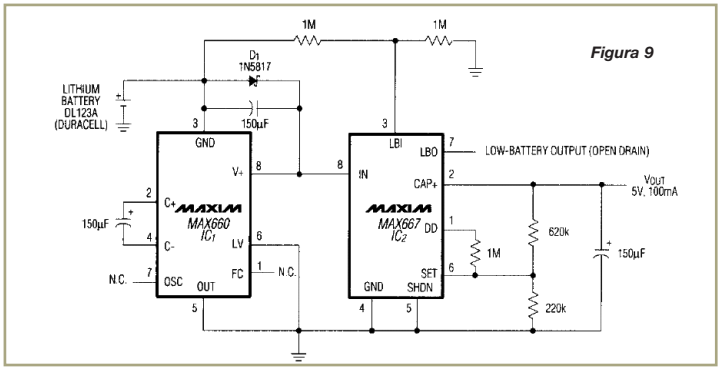


Figura 9

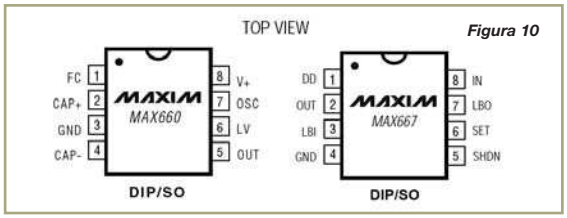


Figura 10

26 CIRCUITO DI RITARDO CON OP-AMP E POTENZIOMETRO DIGITALE

Il circuito in figura 11 impiega un amplificatore operazionale e un potenziometro digitally-controlled della serie Intersil XDCP per ritardare un segnale a gradino.

Il ritardo è dato dalla formula:

$$\Delta t = RC\ ln\left(\frac{5V}{5V - V_W}\right)$$

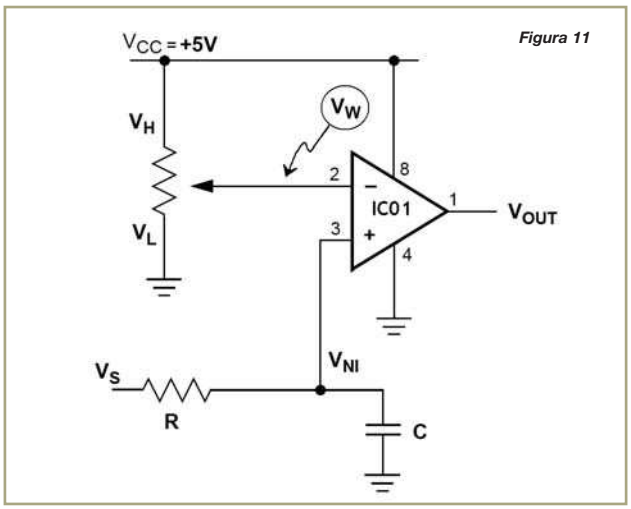


Figura 11

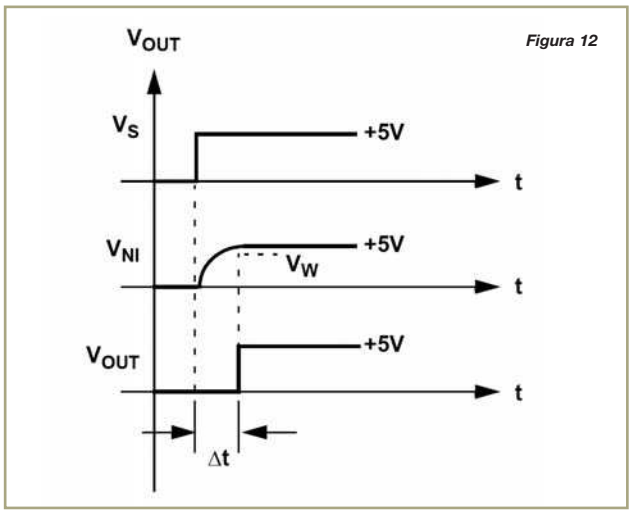


Figura 12

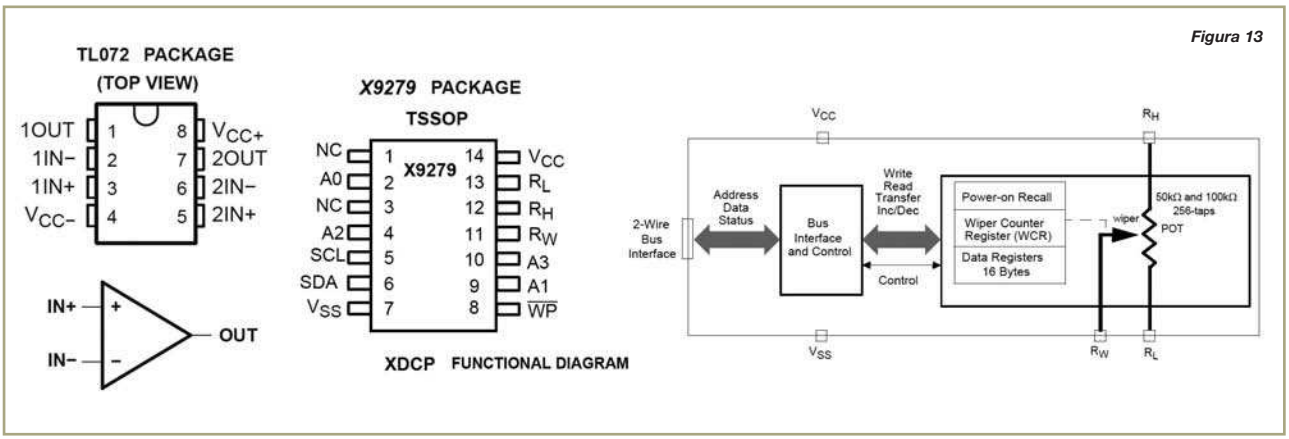


Figura 13

27 AMPLIFICATORE AD ALTA CORRENTE IN USCITA

La figura 14 mostra come erogare un'alta corrente su un carico di 600 Ohm utilizzando tutti gli stadi a disposizione del chip quadruplo LF347.
Il circuito sfrutta il fatto che ciascuno degli amplificatori da A2 ad A4 richiama la medesima corrente del primo stadio, A1.

La tensione fornita sul carico si può estendere a +/-11V. È possibile incrementare la corrente erogabile con l'aggiunta di altri stadi, da collegare in maniera analoga ai precedenti.
Con un paio di integrati LF347, in questo modo, si può fornire sul carico una corrente massima di +/- 40 mA.

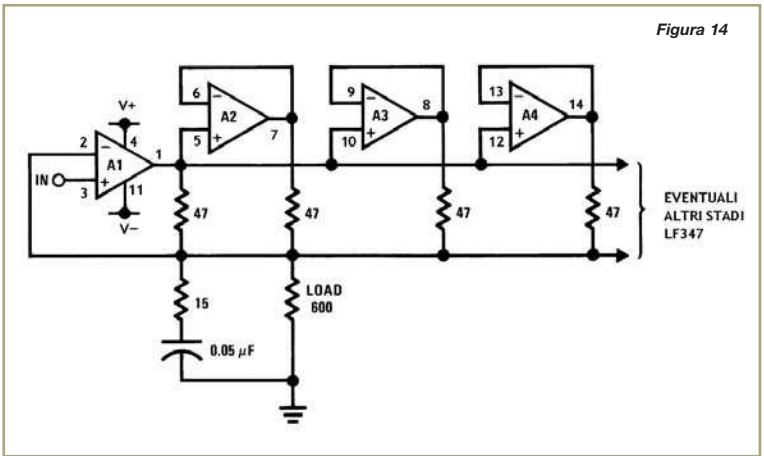


Figura 14

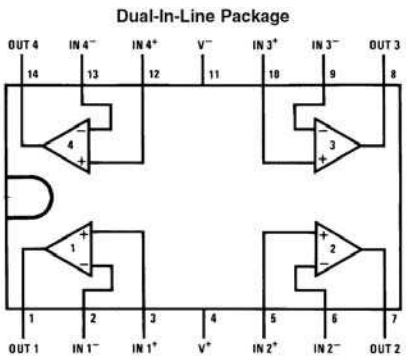


Figura 15

"CHATTA" CON IL DIRETTORE!

Ogni venerdì dalle 14:00 alle 15:00 il direttore di FARE ELETTRONICA è disponibile on-line su www.farelettronica.com/chat

COLLEGATI CON NOI!

Linux

Questo progetto si propone di creare un robot con capacità visive garantendogli un'elevata flessibilità sia a livello software che a livello meccanico.
Per garantire tutto ciò si è deciso di utilizzare la potenza della Fox Board, la flessibilità di Linux e la mobilità di un Hexapod.

Questa particolare soluzione consente due interessanti vantaggi: il primo è dovuto all'elettronica usata che garantisce di avere un intero sistema operativo Linux con tutti i suoi vantaggi, come le porte USB a disposizione, la facile programmazione in C e, soprattutto, la grande espandibilità di questo sistema.
Il secondo vantaggio, come preannunciato, è dovuto alla particolare meccanica di un hexapod che garantisce, con i suoi diciotto servomotori, la massima mobilità in qualsiasi direzione e la capacità di superare piccoli ostacoli. Inoltre, ogni zampa è composta di tre servomotori garantendogli tre gradi di libertà e l'autonomia è garantita da potenti batterie agli ioni di litio. Grazie a ciò le possibili applicazioni di questo progetto sono pressoché infinite, dipendono solamente dal codice scritto e dai vari dispositivi interfacciati.
Tra le applicazioni realizzabili si possono citare la video sorveglianza in remoto, che sarà proposta in questo articolo, ma anche la possibilità di creare un sistema autonomo con la capacità di elaborare immagini, prendere decisioni e dialogare con altri robot, conferendogli capacità organizzative.
Le parti fondamentali di questo robot sono quattro, analizziamole in dettaglio:

- Il corpo, con i relativi servomotori.
- Il cervello.
- Il controllore dei servo motori.
- Il circuito di alimentazione.

IL CORPO

L'intero corpo è stato realizzato utilizzando lamine, tubolari in alluminio e dei cerchi di plastica rigida.
Sono state utilizzate lamine dello spessore di 2 mm, di profondità 20 mm e lunghezza 100 mm (opportunamente tagliate), tubolari in alluminio di diametro 8 mm. I due cerchi di plastica misurano di diametro, quello superiore, 230 mm mentre 210 mm quello inferiore. Per le varie misure potete fare riferimento alle figure 2 e 3.
La prima parte da realizzare sono le sei zampe costituite da tre servi ciascuna, vediamo come realizzarle con il metodo più semplice.
Consiglio innanzi tutto di inserire nel servo le apposite staffe lunghe (o anche a croce, poi si possono tagliare) e fissarle con l'apposita vite tenendo presente che il servo deve essere già centrato con la staffa perpendicolare al lato corto del servo. Infatti, la posizione in cui si monta è essenziale, una volta montata la zampa deve essere (con tutti i servi in posizione centrale) quasi completamente distesa, l'ultimo servo deve essere inclinato verso il basso di circa 5 gradi. Quindi il servo più interno ed il successivo vanno

Hexapod

di Federico Lolli

centrati e posizionati a 1500 mentre il più esterno a 1400-1450. Successivamente, come si può notare dalla figura 4, si devono incollare due servi, uno con il perno rivolto verso l'alto, l'altro con il perno rivolto verso un lato, in modo da creare la prima parte della zampa (servo più interno e successivo). I servi vanno incollati in modo che i loro perni siano il più distante possibile.
Si è scelto di Incollarli per rendere le zampe molto corte in modo che lo sforzo alle estremità fosse minimo, ma a scapito della lunghezza del passo.
Una volta che la colla ha fatto presa, si collega il servo più esterno della zampa utilizzando la *Parte 2* (figura 2). Per offrire una maggiore

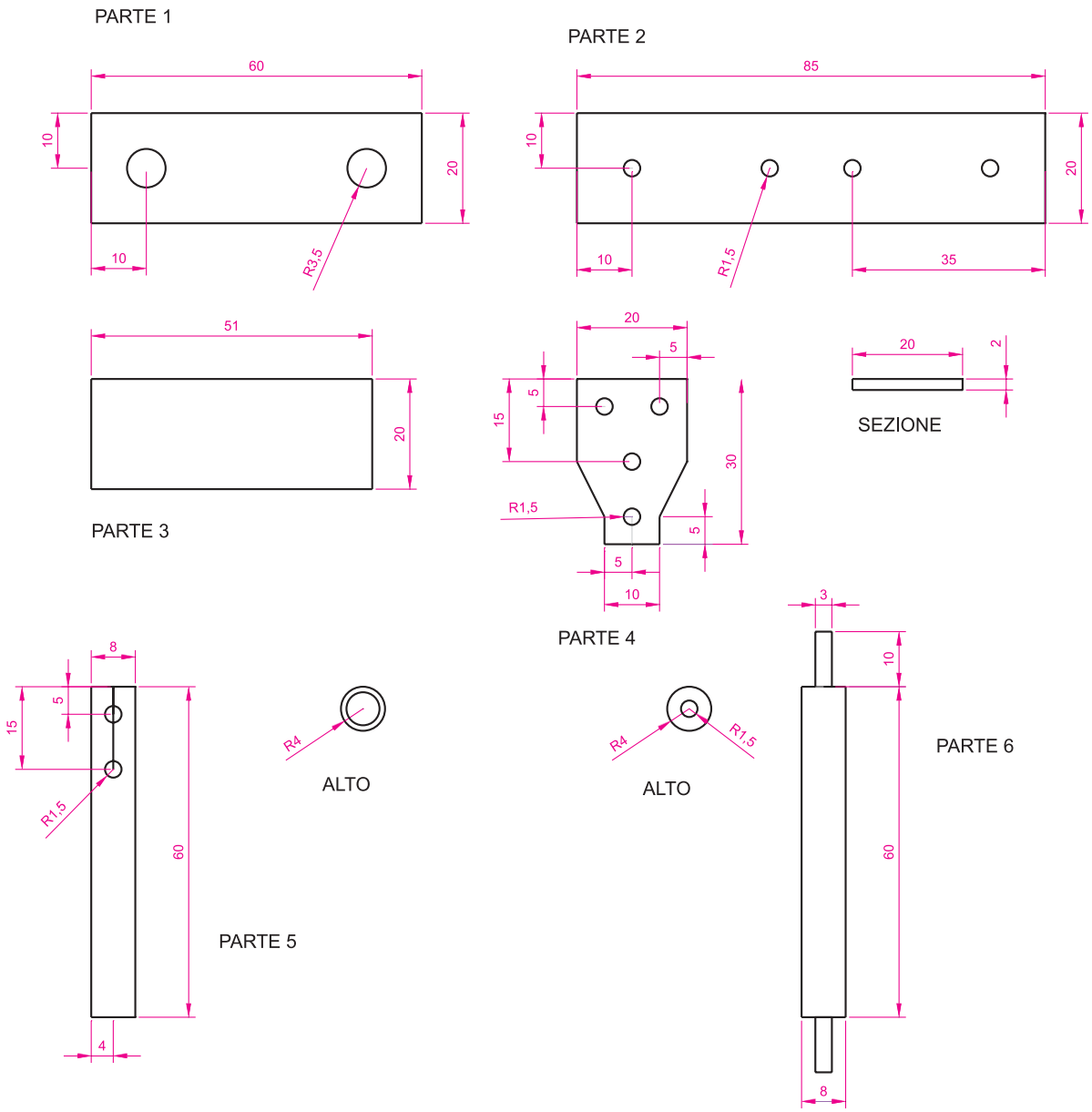


Figura 2 *Parti In Alluminio*

robustezza è stata inserita la *Parte 1* semplicemente utilizzando due bulloni incollati al servo (diametro 5 mm) ed 6-4 dadi per fissarli alla *Parte 1*, naturalmente i dadi non sono stretti tra loro, ma è lasciata la possibilità di ruotare senza sforzo, i dati sono mantenuti al loro posto tramite una goccia di colla. Per offrire ulteriore sostegno sono state collegate la *Parte 1* e la *Parte 2* tramite la *Parte 3* sempre utilizzando colla.
Questa soluzione è di semplice realizzazione, ma in caso si debbano smontare i vari pezzi diventa molto scomoda. La *Parte 4*, la *Parte 5* ed il servo più esterno, sono stati uniti con bulloni da 3 mm ed i corrispondenti dadi. All'estremità della Parte 5 è stato applicato un tappino di gomma.

Per collegare la zampa al corpo, come si nota dalla figura 5, si è pensato di unire direttamente la staffa del servo, con le apposite viti, al cerchio di plastica superiore e, per offrire una maggiore resistenza alle oscillazioni laterali, è stato inserito (in questo caso incollandolo, ma si può forare il cerchio di plastica inferiore) un bullone con il cappuccio rivolto vero il basso e all'estremità è stata fissata, tramite colla, il rispettivo dado, per offrire una superficie di appoggio maggiore. Ricordo che, come in precedenza, il bullone deve essere fissato perfettamente centrato con l'asse di rotazione del perno del servo. Per fare in modo che questi bulloni rimangano premuti contro i rispettivi servi si deve agire sulle *Parti 6* che servono a mantenere unita la *Parte sopra* e la *Parte sotto*.
Le *Parti 6* sono realizzate utilizzando sempre cilindri di alluminio da 8 mm di diametro, alle cui estremità sono stati saldati dei bulloni da 3 mm di diametro 16mm di lunghezza.

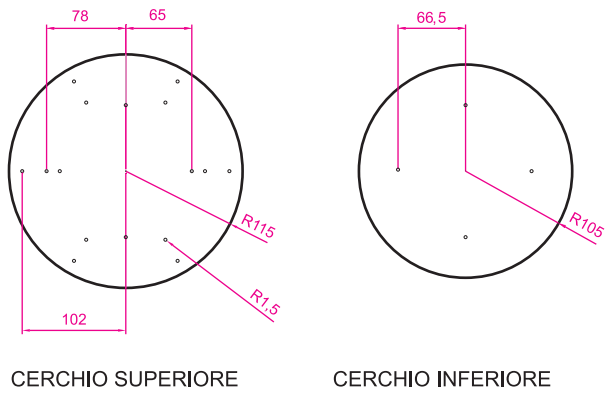


Figura 3 *Parti di Plastica*

IL CERVELLO

Il cervello del nostro robot è composto dalla scheda *Fox Board* basata sul modulo ETRAX LX100 MCM 4+16 prodotto dalla Axis, contiene tutta la potenza di un completo sistema Linux in una scheda di piccolissime dimensioni, solo 66 x 72 mm.

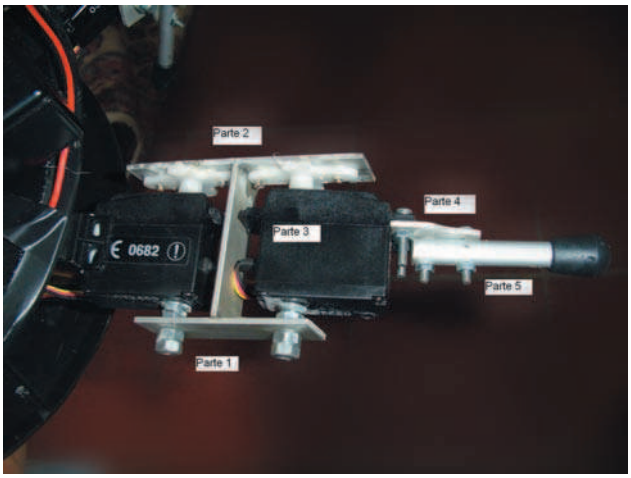


Figura 4 *Particolari Zampa (vista dall'alto)*

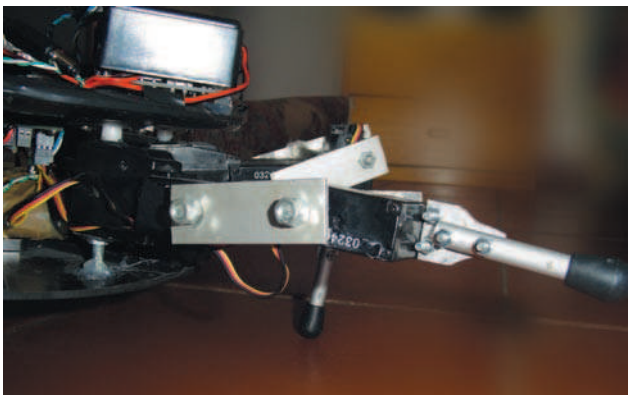


Figura 5 *Particolari Zampa (vista laterale)*

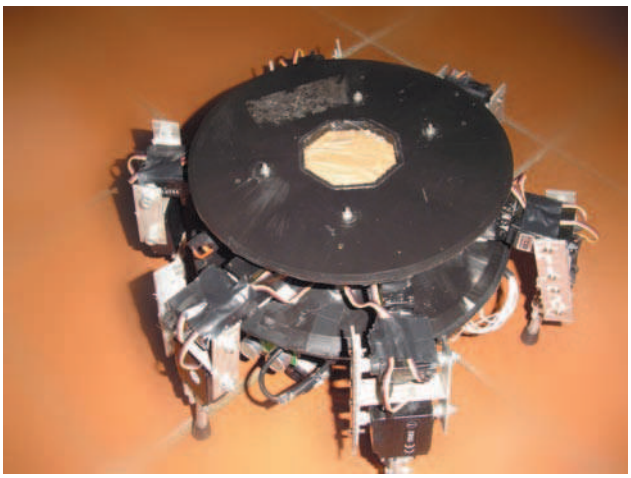


Figura 6 *Particolari Parte 6*

Da INTEL a LivinLuce.
Enjoy home, enjoy light.

[Gecus Mauritanica]

INTEL compie trent'anni, cambia data e sede e si fa in due: **LivinLuce** e **EnerMotive**.

LivinLuce è l'evento che unisce home&building automation con scienza, tecnologia e design della luce. Illuminerà Milano e si svolgerà in contemporanea con EnerMotive, la nuova INTEL per power&factory, e a Build Up Expo, mostra di Fiera Milano dedicata all'architettura e alle costruzioni. Partecipa a LivinLuce, homevolution e illuminazione da vivere.

UNA NUOVA INTEL

LivinLuce
fieramilano
Nuovo Quartiere
Rho, 6 - 10 febbraio 2007

www.livinluce.com

2007
Livin
Luce

ANIE FEDERAZIONE
FEDERAZIONE NAZIONALE IMPRESE ELETTROTECNICHE ED ELETTRONICHE

CONFINDUSTRIA

FIERA MILANO TECH

FIERA MILANO

Codice MIP **256021**

Questa scheda possiede 4 Mb di memoria riservata al *fimage* e 16 Mb di ram, di cui solo 8 Mb sono disponibili all'utente. Il microprocessore funziona a 100 Mhz e sviluppa una potenza di calcolo di 100 MIPS. Le possibilità di espansione sono tantissime, infatti possiede 2 porte USB, una porta Ethernet, due porte seriali, I2C e tanto altro ancora (figura 7).
Per maggiori chiarimenti consiglio di visitare il sito www.acmesystems.it in cui si trovano tutte le informazioni necessarie per poter utilizzare questa scheda.

IL CONTROLLORE DEI SERVO MOTORI

Come controllore ho optato per il SSC-32 prodotto dalla *Lynxmotion*. Questo dispositivo è un piccolo controller per trentadue servomotori, controllabili tramite interfaccia seriale. Ha una risoluzione pari ad 1 uS per un posizionamento accurato e movimenti fluidi. Il range è da 0.75 uS a 2.25 uS per un'escursione di ben 170 gradi. Il controllo del movimento può essere: risposta immediata, controllata in velocità, temporizzata o una combinazione. Un'interessante caratteristica è il "Group Move" permette di comandare un gruppo di servi in modo sincronizzato, anche se questi servi devono muoversi per distanze differenti.
Inoltre questa scheda dispone di 4 porte di Input che possono funzionare anche in modalità Latched, quindi non c'è il rischio di perdere eventi anche di breve durata. Dispone di tre connettori per l'alimentazione, infatti, si può separare l'alimentazione del controllore da quella dei servomotori ed, in aggiunta, l'alimentazione dei servomotori può essere ulteriormente divisa in due linee separate. Un connettore DB9F per la connessione diretta alla porta del PC ed uno zoccolo per una EEPROM 24LC32P completano la dotazione di questo controllore (figura 8).
Utilizzare la SSC-32 è davvero semplice, infatti, essa riceve stringe di dati tramite RS232 o TTL, che sono direttamente interpretate.
Ad esempio per muovere il servo 1 alla posizione 1500 basterà inviarle la stringa: *#1p1500*
Una volta inviato il carattere return (ASCII 13) il microcontrollore provvederà a muovere il servo nella posizione voluta. Ma si possono anche controllare più servomotori allo stesso tempo scrivendo:
#1p1500 #2p500

La sintassi quindi è:
#<numeroservo> p<movimento>
#<numeroservo> p<movimento> …

Un'altra funzione interessante è T<tempo> dove tempo è espresso in millisecondi. Questa funzione posizionata alla fine della riga di movimento stabilisce quanto tempo ci deve mettere il servo per completare l'intero movimento.
Ad esempio:
#1p1500 #2p500 T1000
Significa:
Porta alla posizione desiderata i due servi in un secondo.

Caratteristiche FOX BOARD	
Software	
Kernel	Full Linux ver 2.4.31 (default) o 2.6.15
Server	HTTP (WEB), FTP, SSH, TELNET
Hardware	
Dimensioni	66 x 72 mm
CPU	Axis ETRAX 100LX 32 bit, RISC, 100 MHz
Memoria	16 Mb RAM e 4 MB FLASH
Alimentazione	5 V 280 mA (1 watt)
Porte	1 Ethernet (10/100 Mb/s), 2 USB 1.1, 1 serial console port
Estensioni	2 IDE, SCSI, serial lines, parallel ports, I/O lines, I2C bus interface

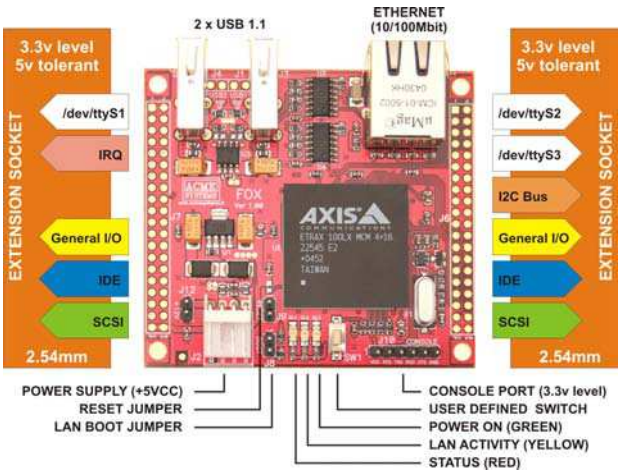


Figura 7 Schema connettori della scheda Fox

Don't let poor performance spoil your designs. With high performance AVR® microcontrollers you can create applications with no worries about the microcontrollers' performance. AVR Flash microcontrollers operate with clock rates up to 20 MHz, achieving close to 20 MIPS. With 32 general purpose registers, the AVR delivers unmatched performance and flexibility while reducing power consumption to a minimum.

Codice MIP 256023

Learn more and try to unmask the Super AVR at www.atmel.com/ad/superAVR

ATMEL

Everywhere You Are®

© Atmel Corporation 2006. All rights reserved. Atmel®, AVR®, logo and Everywhere You Are® are registered trademarks of Atmel Corporation or its subsidiaries. Other terms and product names may be trademarks of others.

Altra funzione utile è la lettura di dati digitali, che si ottiene semplicemente scrivendo il canale che si vuole leggere, per esempio:
A B C D

per leggere i quattro canali disponibili, mentre se i segnali sono analogici basta scrivere:
VA VB VC VD

per ricevere il valore in Volt ai capi della porta.
Una guida completa è a questa scheda è possibile scaricarla dal sito del produttore:
www.lynxmotion.com

INTERFACCIAMENTO FOX & SSC-32

L'interfacciamento della scheda Fox alla scheda SSC-32 lo si è ottenuto utilizzando la console port J10 della Fox (vedi figura 9), utilizzando 3 connettori: GND, RX e TX. Seguite la figura 10 per la configurazione della SSC-32 e la connessione con la Fox.

Cenni sui servi RC

Un Servo RC tipicamente consiste in una scatola di plastica di ridotte dimensioni, da cui fuoriesce un perno in grado di ruotare in un angolo compreso tra 0 e 180 gradi e mantenere stabilmente la posizione raggiunta. L'azionamento del motore è effettuato tramite un circuito di controllo interno, in grado di rilevare l'angolo di rotazione raggiunto dal perno, tramite un potenziometro resistivo, quindi si può bloccare all'angolo desiderato. La rotazione del perno è ottenuta tramite un motore in corrente continua ed un motoriduttore che consente di ottenere un'ottima coppia.
Un servo RC dispone di tre fili collegati ad un connettore femmina per pin strip a passo 2.54 mm. Due di questi fili sono riservati all'alimentazione, in corrente continua a 5-6 volt, mentre il terzo filo, normalmente di colore giallo, è riservato per il controllo del posizionamento. Su questo filo è necessario applicare un segnale impulsivo o PWM (Pulse Wave Modulation), le cui caratteristiche sono univoche per qualsiasi Servo RC disponibile in commercio. Per pilotare correttamente il Servo RC il nostro circuito di pilotaggio dovrà essere in grado di inviare al servo circa 50 impulsi positivi al secondo, di durata variabile, in un intervallo massimo compreso tra 0.25 ms e 2.75 ms. Con un impulso di durata pari a 1.5 ms il perno del servo RC si posiziona esattamente al centro dell'intervallo di rotazione(vedi figura 9). Da questo punto il perno può ruotare fino a -90 gradi (senso antiorario), se l'impulso fornito ha una durata inferiore a 1.5 ms, e fino +90 gradi (senso orario) se

Caratteristiche tecniche SSC-32	
Microcontroller	Atmel ATMEGA8-16PI (14,75Mhz)
Interfaccia PC	RS232 o TTL
Uscite	32 (Servo o TTL)
Ingressi	4
Risoluzione Servi	1uS, 0.11°
Velocità Servi	1uS/Secondo
Alimentazione	max 9V-31mA
Dimensioni	7.60 x 5.85 mm

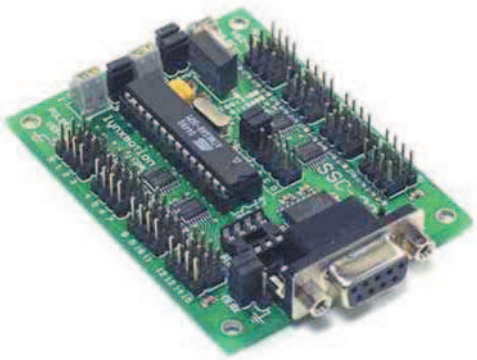


Figura 8 La scheda SSC-32

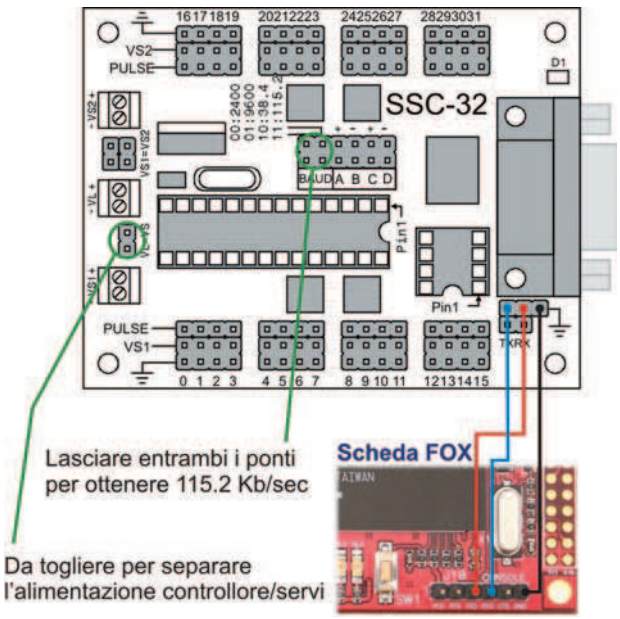


Figura 9 Connessioni SSC-32 - Fox Board

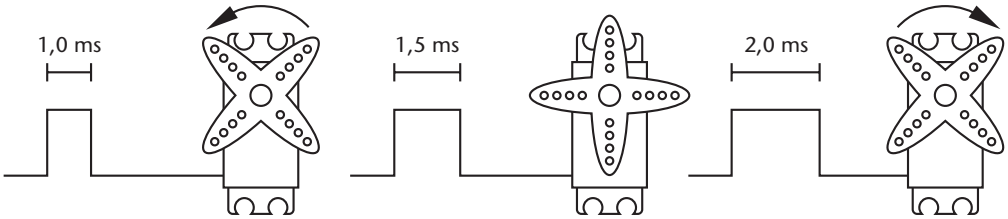


Figura 10 Relazione tra segnale e movimento del perno

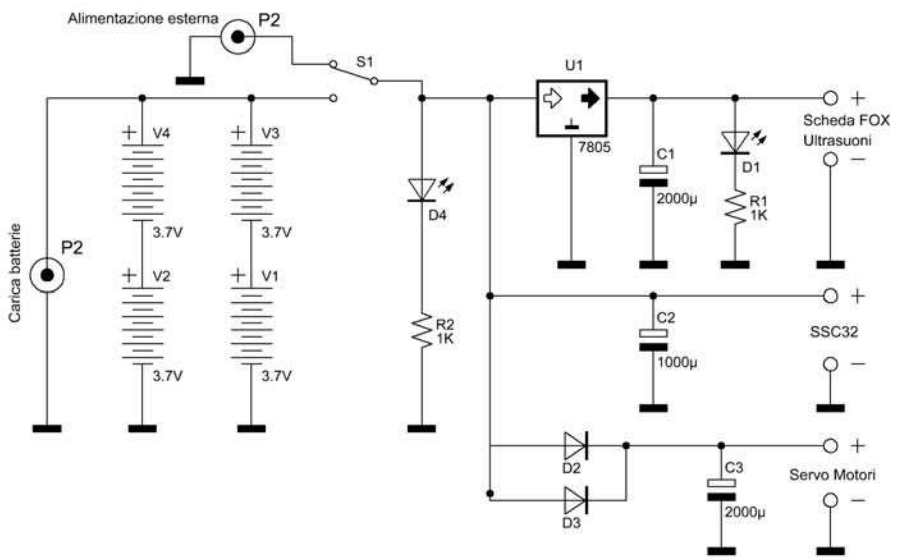


Figura 11 Schema elettrico dell'alimentatore

l'impulso fornito ha durata superiore a 1.5 ms (figura 10). I servi utilizzati sono gli standard *Hitec* con torsione all'asse pari a 3,3 Kg e con alimentazione a 6 V.

IL CIRCUITO DI ALIMENTAZIONE

Come potete notare dalla figura 11, il circuito di alimentazione è di semplice realizzazione, tanto da poterlo montare facilmente su basetta millefori. Le batterie utilizzate sono agli ioni di litio 3,7 V 2000 mA e sono collegate, due a due in serie poi in parallelo, in modo da ottenere circa 4000 mA e 7,4 V. Per alimentare la Fox Board a 5 V utilizziamo un comune 7805 (opportunamente dissipato) ai cui capi è posto in parallelo un condensatore da 2000 uF, l'uscita è direttamente collegata al connettore J2 della Fox. Il circuito di alimentazione del SSC-32 è separato togliendo gli appositi ponticelli, in modo da alimentare il circuito di comando direttamente con la tensione della batteria (può sopportare fino ad una tensione di 9V) mentre, il circuito che alimenta i servi, è alimentato sempre attraverso la batteria, ma prima è abbassata la tensione utilizzando due diodi in parallelo da 3A tipo 1N5401, in modo che rientri nella tensione di funzionamento dei servi (7,2 - ~0.7 = ~6.5V).

CONNESSIONE WI-FI

Ai fini di ottenere un controllo a distanza del robot è indispensabile procurarsi una "chiave" USB/WiFi della *DLINK* modello *DWL-G122* HW ver B1 che usa un chip Ralink Technologies RT2500. Questa limitazione è dovuta ai driver Linux che non sempre sono disponibili per le diverse schede, purtroppo…

Di questa chiave WI-FI è possibile procurarsi i driver precompilati sul sito della Acme Systems, ma ricordo che sono già inclusi nel fimage *Spca5xx*. Di default la chiave WI-FI è in impostata in modo *ad-hoc*, *channel 9*, *essid = FOX* e le chiavi Wep sono disattivate. Questo può essere cambiato tramite il file */etc/conf.d/net.wireless* sottostante:

```
#nome dispositivo
DEV="rausb0"
# ip da utilizzare
IP="192.168.10.55"
SUBNET="255.255.255.0"
# settare essid
ESSID="FOX"
#WIFI_DEFAULT="0"
WIFI_DEFAULT="1"
WIFI_GATEWAY="192.168.10.1"
# canale utilizzato
CHANNEL="9"
# ad-hoc o managed ?
MODE="ad-hoc"
```

```
#MODE="managed"
# wep encryption off/1-4 use this key
# turn wep off
KEY="off"
# 128bit text key
# KEY="s:abcdefghijklm"
# 40bit text key
# KEY="s:abcde"
# 128bit hexkey
# KEY="6162636465666768696A6B6C6D"
# 40bit hex key
# KEY="6162636465"
```

Una volta cambiati questi parametri per renderli effettivi bisogna riavviare l'interfaccia wireless in questo modo:
 # /etc/init.d/wireless stop
 # /etc/init.d/wireless start

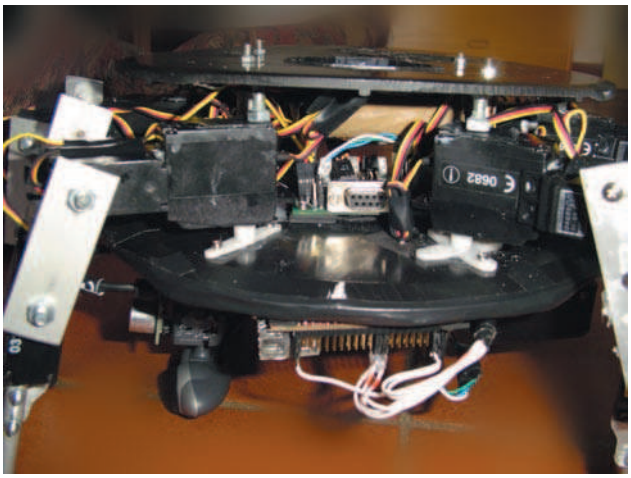


Figura 12 Particolari Corpo

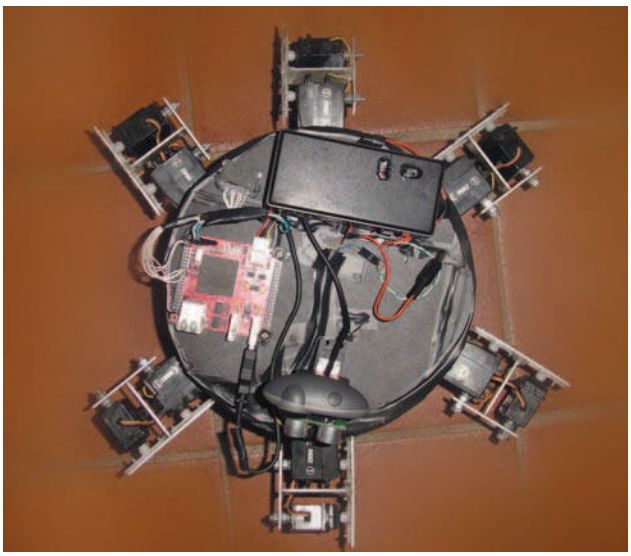


Figura 13 Vista Dall'Alto

Sull'utilizzo della chiave WI-FI troverete istruzione dettagliate sempre sul sito di Acme Systems. Ricordo che, per attivare un driver non eseguito all'avvio della macchina, è possibile utilizzare il comando di shell:
Insmod nomedriver.o

Mentre per montare un dispositivo (come anche una chiave di memoria USB) si deve utilizzare il comando:
mount -t tipodisp /dev/device /mnt/0
Per controllare che il dispositivo sia installato correttamente si può utilizzare il comando:
tail -f /var/log/messages
che produce una lista di messaggi ricevuti dal kernel. Di tutti questi comandi si possono trovare spiegazioni dettagliate in internet.

SENSORE AD ULTRASUONI

Il sensore ad ultrasuoni montato sotto la webcam utilizza il protocollo di trasmissione I2C e può essere connesso ad una qualsiasi porta I2C della Fox. Lascio a voi la scelta del modello da utilizzare. L'utilizzo delle porte I2C è abbastanza complesso, quindi, per ragioni di spazio non mi dilungherò, vi rimando quindi sul sito Acme Systems dove si spiega come utilizzarle, inoltre il materiale reperibile online è moltissimo.

PROGRAMMAZIONE

La programmazione è stata eseguita con due differenti linguaggi, infatti, i movimenti sono stati implementati con semplici listati di shell, mentre le chiamate a tali listati possono essere eseguite da un programma scritto in C.
I listati di shell sono facilmente scrivibili con qualsiasi editor di testo, una volta inseriti nella memoria della Fox e settati gli opportuni *permission bit*, sono direttamente eseguibili, mentre per rendere eseguibile un programma in C ci sono due metodi: si installa su un PC Linux l'apposito SDK e con questo si può rendere il file eseguibile, oppure lo si compila tramite web, entrambi i metodi sono ampiamente discussi sul sito Acme Systems dove, tra l'altro, troverete diverso materiale interessante.

Shell

Per programmare i movimenti in shell si utilizzano due comandi fondamentali in Linux: la *echo*

Da un'idea di MYMY.IT - www.mymy.it

Cerchi un ingegnere elettronico o un consulente per i progetti della tua azienda?
Trovalo su www.albo-ice.it!

Sei un professionista specializzato in elettronica e desideri valorizzare le tue competenze?
Iscriviti su www.albo-ice.it!

ALBO I.C.E: la professionalità ha trovato il suo spazio.

Il nuovo servizio dove le esigenze dei professionisti e delle aziende di elettronica trovano un punto di incontro.

Iscriviti gratuitamente!

ALBO ICE
INGEGNERI
CONSULENTI
ELETTRONICI

Per maggiori info visita il sito www.albo-ice.it

Codice MIP 256027

e *l'usleep*. *Echo* serve per scrivere su *standard out* (schermo solitamente) una certa stringa inviata da *standard input* (una tastiera solitamente), per fare in modo che la stringa venga scritta sul connettore J1, che è la porta seriale S0 con percorso assoluto /dev/ttyS0, basta ridirezionare l'output della echo in questo modo:
echo >/dev/ttyS0 "stringa";

Così la stringa sarà inviata direttamente all'SSC-32. Usleep è semplicemente una pausa, serve ad aspettare che il comando precedente sia stato compiuto dai servi. Deve essere passato come parametro un tempo in millisecondi e va scritto nel seguente modo:
usleep tempmsec;
Ecco quindi un piccolo esempio di listato per il movimento temporizzato dei servi:

```
echo >/dev/ttyS0 "#14p1200 #13p1700 #15p800
#18p1700 #16p750";
usleep 500000;
echo >/dev/ttyS0 "#17p1500 #16p950 #14p1800
#15p1150 T700";
usleep 500000;
echo >/dev/ttyS0 "#1p1150 #0p800 #2p1700
#28p1200 #31p750";
usleep 500000;
```

Il listato va salvato come file di testo puro, attenzione quindi a non utilizzare editor tipo *Word*, il semplice *Notepad* va benissimo. L'estensione del file va modificata in *sh* (anche se è solo una pura convenzione). A questo punto si può salvare il file nella memoria flash della Fox utilizzando un qualsiasi client FTP, ad esempio si può salvare in */mnt/flash/*
Una volta memorizzato il vostro file sh non è ancora eseguibile, vanno quindi modificati i permessi per renderlo eseguibile, in questo modo:
chmod +x file.sh

Ora semplicemente è possibile eseguire il listato scrivendo:
./file.sh

Linguaggio C

Tutte le altre funzioni sono invece lasciate al linguaggio C, compresa le chiamate ai listati in shell che è possibile richiamare semplicemente usando la funzione:
system("/path/per/lo/script/file.sh");

Come già detto, è possibile compilare i sorgenti in due modi, con il sistema di compilazione online o tramite l'SDK, di seguito verrà riportato il metodo di compilazione tramite SDK che è notevolmente più potente del compilatore online.
Innanzitutto create il vostro file.c da compilare ed il makefile.
Al di la di quello che può essere il file.c (anche un semplice "hello world") soffermiamoci sul makefile e vediamone un esempio:

```
XIS_USABLE_LIBS = UCLIBC GLIBC
include
$(AXIS_TOP_DIR)/tools/build/Rules.axis
PROGS      = nomefile

INSTDIR    = $(prefix)/mnt/flash/
INSTMODE   = 0755
INSTOWNER = root
INSTGROUP = root

OBJS = nomefile.o

all: $(PROGS)
$(PROGS): $(OBJS)
   $(CC) $(LDFLAGS) $^ $(LDLIBS) -o $@

install:  $(PROGS)
#   @echo Installing $(PROGS) in $(INSTDIR)
   $(INSTALL) -d $(INSTDIR)
   $(INSTALL) -m $(INSTMODE) -o $(INSTOWNER)
     -g $(INSTGROUP) $(PROGS) $(INSTDIR)

clean:
   rm -f $(PROGS) *.o core
```

Questo makefile diciamo che è "universale" potete prenderlo ed incollarlo nel vostro Makefile semplicemente cambiando il "nomefile".
Fatto ciò andate nella directory dove avete installato l'SDK (/…/devboard-R_01) e in riga di comando eseguite:

. init_env

comparirà:
Prepending "/..../devboard-R2_01/tools/build/bin" to PATH.
Prepending "/usr/local/cris/bin" to PATH.

Trasferitevi nella cartella apps con:
 # cd apps

Qui create la vostra cartella "nomefile" dove copierete "nomefile.c" ed il Makefile. Ora siete pronti per compilare, nel caso in cui nella Fox abbiate installato le *glibc* eseguite il comando:
 # make cris-axis-linux-gnu
make[1]: Entering directory
'/home/devboard-R2_01/apps/helloworld'
make[1]: Leaving directory
'/home/devboard-R2_01/apps/helloworld'

Mentre se disponete delle *uclib* il comando:
 # make cris-axis-linux-gnuuclibc
make[1]: Entering directory
'/home/devboard-R2_01/apps/helloworld'
make[1]: Leaving directory
'/home/devboard-R2_01/apps/helloworld'

Ora, se tutto è andato a buon fine, nella cartella "nomefile" è comparso l'eseguibile che potrà essere eseguito dalla Fox. Ricordo che per eseguirlo la sintassi è:
./nomefile

DIALOGARE CON LA FOX

Per poter inviare comandi e scambiare pacchetti tra la Fox ed il vostro PC, esistono diversi metodi, tra cui l'accesso tramite web, via ftp e tramite telnet.
Ricordo che i comandi della Fox sono comandi di shell Linux, in poche parole, simile al promt dei comandi di Windows, se siete nuovi a questo tipo di comandi, vi consiglio di leggere una guida all'uso della *shell bash* (dove troverete le spiegazioni di tutti comandi) facilmente reperibile in Internet gratuitamente, come la maggior parte delle guide a sistemi Linux.
Per connettersi, innanzitutto bisogna assicurarsi di aver stabilito una connessione con la Fox, tramite cavo Ethernet o WI-FI, ed il vostro PC. Per fare ciò dovrete aver impostato nel protocollo internet (della scheda di rete con cui volete dialogare con la Fox) TCP/IP, l'IP statico 198.168.0.1 ed come subnet mask 255.255.255.0.
Ora che questi parametri sono stati inseriti si può accedere alla Fox nei seguenti modi:

- **Web**: con il vostro browser connettetevi ad 198.168.0.90, vi comparirà la pagina web presente sulla Fox, dove si può cambiare *fimage*, controllare alcuni dati dell'avvio, utilizzare la webcam (se avete installato la *Spca5xx*), ma non vi è alcuna linea di comando.
- **FTP**: per poter inserire nella flash codice successivo alla creazione del fimage ed accedere alle varie aree di memoria, consiglio l'accesso tramite FTP sempre dal vostro browser dove basta digitare ftp://192.168.0.90, dopo aver inserito nome utente e password avrete l'accesso a tutte le cartelle interne della Fox, da qui potrete aggiungere file, andando in */mnt/flash*, dove potrete salvare in modo permanente, o in */tmp* dove i file inseriti risiederanno nella RAM e quindi, una volta spenta la Fox, andranno persi.

L'accesso tramite FTP può avvenire anche dal promt dei comandi di Windows, digitando:
ftp 192.168.0.90

Successivamente viene richiesta nome utente e password (figura 14).
Ora potrete inviare direttamente comandi di shell che verranno eseguiti dalla Fox in modalità *root* (super utente).
Un altro modo per inviare comandi alla Fox è accedere tramite *Telnet* digitando nel promt dei comandi:
c:\> telnet 192.168.0.90
oppure, in modo ancora più semplice, utilizzando il programma *HyperTerminal* (presente di default in Windows) dove, aprendo nuova connessione nel menù file ed impostando *connect using TCP/IP*, port number *23 ed host address 192.168.0.90*, si otterrà la connessione con la Fox (figura 15).

FIMAGE

Per poter utilizzare la Fox bisogna che in essa sia installato correttamente un *Fimage*, praticamente il sistema operativo che, nel nostro caso, corrisponde ad un Embedded Linux con Kernel (il cuore del sistema) che può variare da 2.4.x a 2.6.x.
Entrambi hanno pro e contro, ad esempio nella versione 2.4.x le porte I2C hanno dei grossi problemi, quindi se dovete usarle consiglio la versione 2.6.x. Un'altra differenza che si può riscontrare è il tipo di librerie utilizzate che pos-

sono essere uClib o glibc.
Le uClib (dove u sta per micro) sono nate appositamente per sistemi embedded e riescono a creare eseguibili di dimensione più contenuta rispetto alle glibc, in quanto non implementano alcuni standard del C o li implementano in maniera diversa. Lo svantaggio delle uClib è dunque che non seguendo tutti gli standard del C non tutte le applicazioni riescono ad essere compilate senza problemi. Le glibc in generale creano applicazioni mediamente più stabili ma più pesanti. Di Fimage pre-compilati ne esistono di svariati tipi (scaricabili dal sito di Acme Systems www.acmesystems.it), il mio consiglio è di scaricare l'SDK da www.acmesystems.it/?id=701 che consente la compilazione di un vostro personale fimage includendo solo le librerie che ritenete utili, a causa della limitata memoria della Fox, è bene installare solo quello che serve. Non mi dilungherò sullo spiegare come installare un SDK e come creare un fimage personalizzato, in quanto queste informazioni le trovate sul sito Acme Systems.

TELECAMERA

Per utilizzare il robot come dispositivo di video sorveglianza si consiglia l'utilizzo del *fimage* che include lo *Spca5xx*, il quale consente il controllo della webcam da remoto, tramite una semplice pagina web, è scaricabile dal sito di Fare Elettronica o dal sito del programmatore che lo ha realizzato http://mxhaard.free.fr/embedded.html dove troverete anche la patch da installare sul vostro SDK per poterlo includere nei vostri fimage. La webcam utilizzata è una Logitech per notebook ed è stata montata direttamente sopra la staffa di un servo collocato nella parte anteriore del robot e collegata alla fox tramite una porta USB disponibile.
Controllare la webcam con questo programma è molto semplice infatti consente lo stream del video tramite pagina web, quindi semplicemente collegandosi alla pagina web della Fox, si può attivare una piccola applicazione Java, cliccando su "start web server" (ricordo che il vostro browser deve possedere il plugin Java) e successivamente si possono ottenere le immagini dalla webcam in tempo reale tramite la funzione di visualizzazione. Inoltre nello *Spca5xx* sono inclusi i driver della penna WI-FI della DLink.

MOVIMENTO

Per controllare il robot ci sono diversi modi, uno di questi consiste nel delegare ad un programma in C, richiamato da terminale remoto, il compito di mettere in esecuzione i listati di shell di movimento. Io non ho creato il programma in C, in quanto utilizzo direttamente i comandi di shell, lascio quindi a voi il compito di crearne uno.
Vi faccio un esempio di movimento, creato con comandi di shell, per muovere il robot nel senso della webcam (questi listati possono variare da robot a robot dipende da come avete collegato i servomotori, ma è utile per rendere l'idea), nella figura 19 trovate lo schema di corrispondenza numero/servo, utile a capire i passi che seguono.

Ecco come centrare i servomotori alla posizione "base eretta":
echo >/dev/ttyS0 "#0p1000 #1p1500 #2p1500 #10p1400 #9p1600 #8p950 #13p1500 #14p1800 #15p1150 #29p1500 #28p1500 #31p900 #24p1000 #25p1650 #26p1500 #18p1500 #17p1500 #16p950 t700";
usleep 500000;
Ora il codice che muove il robot nel verso della zampa 1:
echo >/dev/ttyS0 "#14p1200 #13p1300 #15p800 #18p1700 #17p1150 #16p750";
usleep 500000;

In queste prime due righe vengono sollevate e spostate, verso la zampa 1, le zampe 6 e 3. Tra un comando e l'altro viene inserita una pausa in modo da terminare il comando prima di passare al successivo.:
echo >/dev/ttyS0 "#17p1500 #16p950 #14p1800 #15p1150";
usleep 500000;

Ora vengono abbassate le zampe 6 e 3 in modo che tocchino nuovamente il suolo:
echo >/dev/ttyS0 "#1p1150 #0p800 #2p1700 #28p1200 #31p750 #29p1300";
usleep 500000;

Si alzano e si portano verso il senso di movimento la zampa 2 ed 5:
echo >/dev/ttyS0 "#1p1500 #0p1000 #28p1500

electronics forum
www.fortronic.it

Gli incontri del 2006

Roma
Electronics Forum
15-16 febbraio
Roma

EES - Elaborazione dei segnali
30 marzo
Milano

Connessione & Cablaggio
23 maggio
Milano

Convegno RoHS
Premio F.I.O.R.E.
4 luglio
Milano

BIAS
20-23 settembre
Milano

Power
12 Ottobre
Bologna

Opto&Display
12 Dicembre
Milano

POWER Forum

Bologna, 12 ottobre 2006

Power Forum

È sempre più indispensabile ridurre i consumi di energia e aumentare l'efficacia energetica. Per questo è importante parlare di "Potenza". Componenti e moduli sono soggetti a una innovazione continua, che richiede un costante aggiornamento dei progettisti e degli operatori del settore. A un anno dall'ultima edizione del Power Forum, l'**Electronic Community** si incontrerà questa volta a Bologna, per fare il punto sulla situazione.

La giornata prevede una **sessione plenaria** dalle 9:30 alle 13:00 per esaminare le principali problematiche del settore: un aggiornamento sulle tecnologie e sulle tecniche di progettazione specifiche.

La sessione plenaria sarà seguita, nel pomeriggio, da convegni tecnici organizzati dalle aziende partner su sistemi, prodotti e soluzioni per l'elettronica di potenza.

Ciascuna sessione di aggiornamento sarà scandita da pause per consentire a partecipanti, relatori ed espositori di incontrarsi nella zona espositiva e approfondire gli argomenti affrontati durante il convegno.

Progettisti, buyer, responsabili di laboratorio, avranno l'opportunità di uno sguardo a 360 gradi sul settore della potenza per i sistemi elettronici.

Centergross Hotel
Via Saliceto, 2 • Bentivoglio (BO)

Ingresso gratuito previa registrazione su www.fortronic.it

Per informazioni: Francesco Tacchini - tel. 02 210.111.230 - f.tacchini@tecnoimprese.it

a cura di

ASSIPE — Associazione Italiana Progettazione Elettronica

assodel — Associazione Nazionale Fornitori Elettronica

TECNO IMPRESE

Via Console Flaminio, 19 - 20134 Milano
Tel. +39 02 210.111.1 - Fax +39 02 210.111.222
cons@tecnoimprese.it - www.tecnoimprese.it

Codice MIP 256031

#31p900";
usleep 500000;

Si abbassano le zampe 2 e 5:
echo >/dev/ttyS0 "#9p1350 #8p1350 #25p1300 #24p800";
usleep 500000;

Le zampe sono parallele al senso di movimento, vengono quindi distese la numero 1, verso il senso di Marcia, agendo sul servo 9 e 8, e la 4, verso il centro del robot, agendo sul servo 25 e 26:
echo >/dev/ttyS0 "#25p1500 #9p1800";
usleep 500000;

Vengono riabbassate le zampe 1 e 2:
echo >/dev/ttyS0 "#0p1000 #1p1500 #2p1300 #10p1400 #9p1600 #8p950 #13p1700 #14p1800 #15p1150 #29p1700 #28p1500 #31p900 #24p1000 #25p1650 #26p1500 #18p1300 #17p1500 #16p950 t900";
usleep 500000;

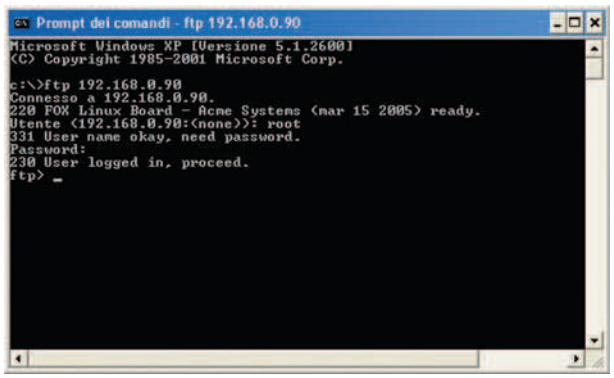


Figura 14 *Accesso FTP dal promt dei comandi di Windows*

Figura 15 *Finestra di configurazione di HyperTerminal*

Quest'ultimo movimento è quello che, in definitiva, fa muovere il robot e che prepara al prossimo movimento in avanti, in modo che i passi successivi al primo siano di lunghezza doppia (rispetto al primo), infatti richiama le zampe verso la numero 4 e riporta gli altri assi alla loro posizione centrale.
Questo è solo uno dei quasi infiniti modi di fare muovere questo robot, non è proprio immediato, occorre solo un po' di pratica.

CONCLUSIONI

Purtroppo lo spazio a disposizione non è molto e quindi non ho potuto approfondire tutti gli aspetti relativi alla programmazione Linux, d'altronde non basterebbe l'intera rivista. Un ottimo punto di partenza è senza dubbio il sito della Acme Systems (www.acmesystems.it) produttore della scheda Fox, e della Axis (www.axis.com) produttore del modulo ETRAX LX100 che è il cuore della Fox. Ma anche in rete si trova una quantità infinita di siti dove potete attingere
Prendete questo progetto come spunto, sono sicuro che la vostra inventiva e voglia di imparare vi porterà alla realizzazione di un esapode ben più evoluto. Tutto il materiale da scaricare lo trovate sul sito di Fare Elettronica.

Codice MIP256018

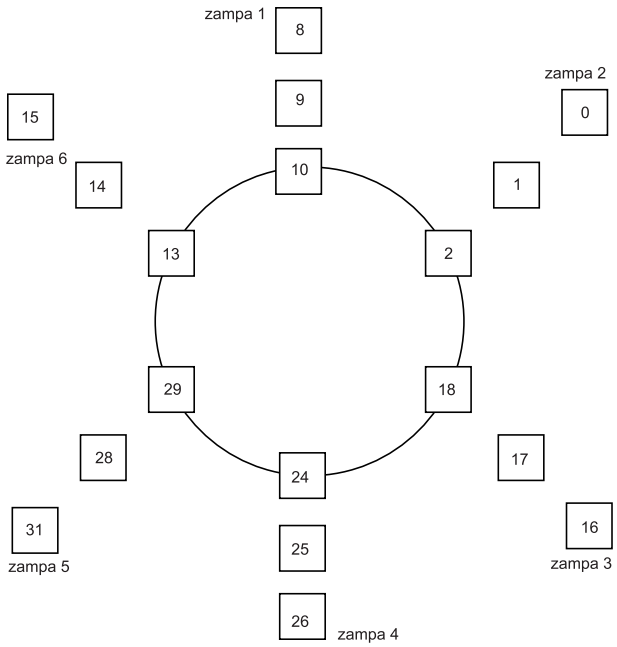


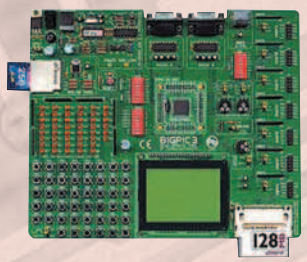
Figura 16 *corrispondenza servomotori*

Compilatori e Tools hardware per PICmicro

CCS

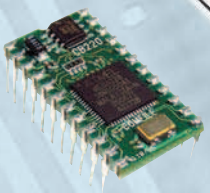
Compilatori ANSI C per PIC, dsPIC, ARM. 8051 H8/300 68000 e altri

HI-TECH SOFTWARE



Compilatori e tools hardware PIC, dsPIC, PSoC, AVR, 8051

mikroElektronika TOOLS - COMPILERS - BOOKS



COMFILE TECHNOLOGY

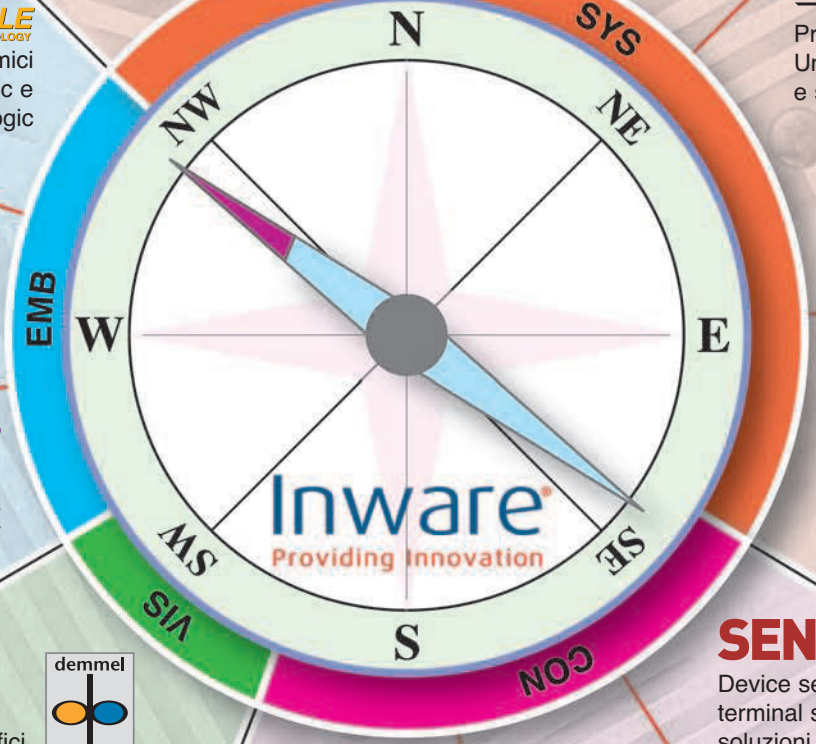
Economici PLC programmabili in Basic e Ladder Logic

SENSORY

Chip e Tecnologia per il riconoscimento e sintesi vocale

MOSCHIP SEMICONDUCTOR

Circuiti integrati per connettività PCI e USB, Security Processor

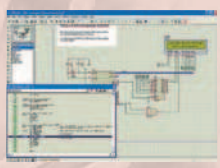


ee Tools

Programmatori Universali Gang e single slot

labcenter Electronics

Sistemi CAE/CAD



PROTEUS

demmel products

Display grafici intelligenti

HandyWave

Moduli Bluetooth OEM Dongle Bluetooth

FREE2MOVE

Moduli Bluetooth OEM Dongle Bluetooth

SENA

Device servers terminal servers, soluzioni wireless ed embedded soluzioni Bluetooth

ORIENTA IL TUO BUSINESS CON NOI

WWW.INWARE.IT

INWARE Srl - Via Cadorna, 27/31 - 20032 Cormano (MI) Italy · Tel. 02 66504794 - Fax 02 66508225 - info@inware.it

Codice MIP **256033**

PIC Assembler

Un tool che permette di scrivere codice per microcontrollori e di simularne il funzionamento graficamente ed in real-time, è un sogno di molti appassionati del settore. Ebbene con PAE il sogno diventa realtà...

PAE è un IDE per microcontrollori PIC. La prima versione supporta il solo PIC16F84. Ben presto però la funzionalità sarà estesa a molti altri microcontrollori della famiglia dotati di più potenza e risorse.
In un epoca in cui si tende ad utilizzare software evoluti ed avanzati (Basic, Pascal, C) anche per la programmazione dei microcontrollori, nasce un nuovo software che invece tende ad usare il classico e difficile linguaggio di basso livello: l'assembler. I motivi per cui ho deciso di realizzare questo tool di sviluppo sono svariati e risalgono a qualche tempo fa, ovvero il periodo in cui decisi di imparare a programmare questi microcontrollori. Inizialmente per evitare di ricordare tutte le varie parole chiave che costituiscono la sintassi dell'assembler, sviluppai un piccolo software che aveva questo compito. In questo modo anche a distanza di tempo, potevo realizzare programmi senza dover rivedere tutte le varie direttive da inserire. Anche l'uso del Notepad o comunque di un editor esterno risultava scomodo per la programmazione, come anche il fatto di richiamare l'assemblatore della Microchip per generare il file eseguibile da inserire nel micro. Iniziai così ad inserire nel programmino anche le suddette opzioni di richiamo dell'assemblatore e del programmatore hardware trasformandolo in un vero e proprio IDE. Era il periodo in cui cominciarono a venir fuori i primi compilatori per i linguaggi evoluti come il Basic o il Pascal. Preso dalla curiosità cominciai a provarne qualcuno. Il risultato non fu, a mio avviso, dei migliori.
Come è noto, infatti, un compilatore traduce un sorgente scritto in un linguaggio più evoluto in codice macchina che può essere analizzato grazie all'uso di codici mnemonici: l'ASSEMBLER. Molte volte però la traduzione oltre a risultare incomprensibile per il programmatore, impiega anche molte delle poche risorse disponibili nel PIC. In alcuni casi poi si deve necessariamente ricorrere sempre all'uso dell'assembler. Per tutti questi motivi ma anche perché penso che usare l'assembler sia bello ed anche più semplice di quello che si possa pensare, è nato PAE il quale è stato corredato di un potente debugger abbinato ad un vero e proprio simulatore grafico.

LE FUNZIONALITA' DI PAE

Quasi tutti i software di sviluppo per microcontrollori permettono di editare un programma e di controllarne eventualmente il funzionamento passo passo. Per verificare il vero funzionamento si dovrà poi programmare il chip utilizzato nel progetto ed approntare una scheda, anche sperimentale, del circuito che si vuole realizzare (esistono anche delle schede di sviluppo già pronte come la EasyPIC3 della Mikroelektronika). Queste fasi di partenza risultano spesso noiose e lo è ancor di più il fatto di dover programmare (trasferire il codice scritto assemblato) continuamente il chip per verificarne il funzionamento reale. Con PAE invece si scrive il codice o una sua parte e lo si elabora ad alta velocità dopo aver collegato virtualmente le periferiche agli ingressi o alle uscite.

COME FUNZIONA PAE

Le schermate principali di PAE sono essenzialmente cinque (in realtà vi sono diverse schermate aggiuntive le quali gestiscono graficamente le

Editor

di Roberto Saraceno

impostazioni dei più importanti registri del PIC):

1. Schermata principale dell'EDITOR dove l'utente dovrà scrivere il codice del micro utilizzando anche delle funzioni avanzate che facilitano la creazione del codice stesso:
   - Routines di ritardo
   - Gestione if then else
   - Loop for while
   - Scrittura su EEPROM interna
   - Lettura su EEPROM interna
   - Gestione Display LCD
   - EEPROM esterne
   - (In futuro verranno implementate altre routine essenziali).
2. Finestra di impostazione delle porte I/O
3. Finestra di gestione del file assemble definitivo generato da PAE
4. Finestra di DEBUG dove sarà possibile analizzare il codice scritto passo per passo ed analizzare lo stato di flag, bit, registri, stack, variabili, EEPROM, eccetera. Finestra di SIMULAZIONE del progetto dove sarà possibile simulare il funzionamento dell'intero progetto in modo virtuale avvalendosi di dispositivi esterni, quali: pulsanti, interruttori, display a 7 segmenti, display LCD, led, tastiere, sensori, EEPROM esterne, ma anche di strumenti come analizzatore logico a 12 canali, tester di registro, contatempo di elaborazione ed altro ancora. La velocità di simulazione in alcuni casi è molto alta e PAE utilizza una routine di ritardo automatica in modo da simulare il più possibile il real time.

FINESTRA DELL' EDITOR

La figura 1 evidenzia la schermata principale dell'EDITOR dove l'utente dovrà scrivere il codice del micro. Ci si dovrà preoccupare di scrivere solamente il MAINLOOP (ciclo principale) del programma e le eventuali SUBROUTINE compresa quella di INTERRUPT in caso di un suo utilizzo. Ecco, passo dopo passo, le operazioni da seguire. Selezionare la voce [Nuovo Progetto] e scegliere il percorso dello stesso, il chip da utilizzare, la frequenza di lavoro, l'impostazione dei FUSES ed una eventuale descrizione. A questo punto è necessario impostare le porte del micro in ingresso e/o in uscita e stabilire cosa esse dovranno fare.

Dato che alcuni pin del micro gestiscono anche altre funzioni è bene decidere preventivamente come utilizzare le porte. Alcune infatti sono specifiche per interrupt, adc, impulsi esterni, eccetera.

L'IMPOSTAZIONE DELLE PORTE

PAE permette di gestire graficamente le porte del micro e detiene una sorta di promemoria di ciò che queste dovranno fare (figura 2).

Nella barra degli strumenti vi sono una serie di pulsanti che identificano i componenti elettronici che potranno essere connessi al micro ed

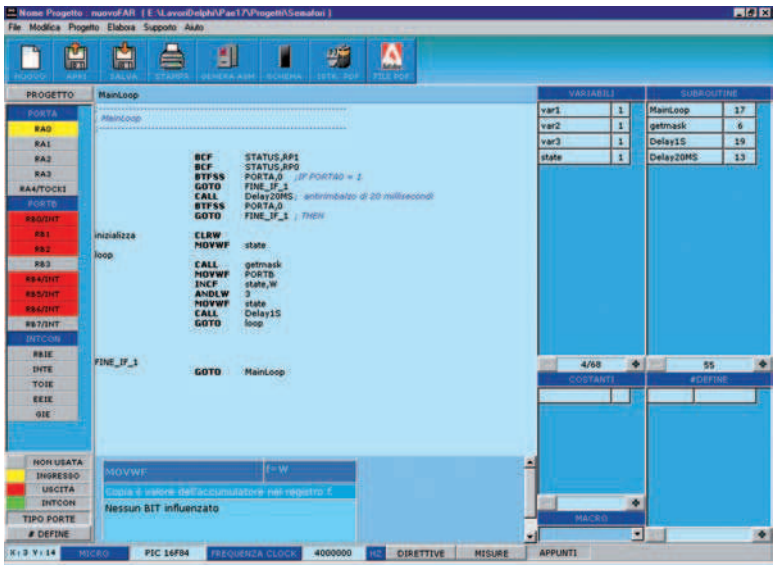


Figura 1 La finestra dell'Editor

Figura 2 La finestra di settaggio delle porte

Figura 3 Proprietà del componente PULSANTE o INTERRUTTORE

Figura 4 Proprietà del componente led

utilizzati poi durante la simulazione. Immaginiamo di voler inserire in un progetto un pulsante ed un led: premere quello che identifica i pulsanti o interruttori, si aprirà la schermata di figura 3.
La prima cosa da fare è scegliere la porta del micro alla quale collegare il pulsante, e lo stato logico dello stesso quando premuto. Scegliamo la PORTA1 ed il livello logico 1.
Affinché il componente venga inserito nella lista si dovranno settare anche altri parametri come il colore, la descrizione e la definizione, quindi premere OK per accettare e chiudere la finestra. Premere adesso il pulsante che identifica i led nella barra degli strumenti, si aprirà la schermata di figura 4. Anche in questa finestra settare i vari parametri e premere OK per accettare. A questo punto sono stati inseriti due componenti nel progetto (vedi figura 2).

SCRIVERE IL CODICE

Dopo aver chiuso la finestra di impostazione delle porte, nella finestra dell'editor (vedi figura 1) nella parte sinistra si evidenzia un riepilogo delle porte del micro in modo da avere un riscontro veloce durante la stesura del codice.
Nella parte centrale della schermata si scriverà il codice del programma usando il tasto di tabulazione per assicurare un allineamento perfetto tra LABEL, ISTRUZIONI e OPERANDI. Come da sintassi dell'assembler tutto il codice scritto dopo il punto e virgola (;) verrà considerato solamente come commento. Le istruzioni verranno automaticamente formattate in maiuscolo ed in grassetto mentre eventuali parole chiave, solo in maiuscolo. Ogni volta che si scriverà una istruzione, apparirà in modo automatico un micro help (nella parte bassa) che ricorderà la sintassi corretta della stessa e soprattutto eventuali influenze per il registro STATUS. Per dichiarare una nuova variabile selezionare il pulsante + sotto la lista delle variabili. Apparirà una schermata dove si dovrà digitare il nome della nuova variabile e la grandezza in byte. Per eliminare una variabile inserita, selezionarla e premere il pulsante – per confermarne. Infine per modificare una variabile inserita, cliccare sulla stessa e cambiare i valori nella schermata che si aprirà. Tra i due pulsanti vi è il contatore delle variabili usate in rapporto a quelle da utilizzare ovviamente per il micro scelto. Per dichiarare una costante, una direttiva #define o una routine vale la stessa procedura usata per le variabili naturalmente utilizzando i pulsanti posti sotto la lista delle costanti, delle #define o delle routine. PAE gestisce quindi in fase di progetto e/o di editing i singoli pezzi del programma che poi verranno linkati con la funzione GENERA ASM del menù ELABORA o tramite il pulsante veloce nella barra degli strumenti.
PAE gestisce inoltre una serie di funzioni pronte tipiche dei linguaggi evoluti come i cicli IF THEN ELSE, FOR, DO, WHILE, DELAY eccetera. Si dovranno impostare i diversi valori tramite la relativa schermata e poi incollare il codice generato nelle proprie routines. Queste funzioni risulteranno molto utili per lo sviluppatore.

Vi aiutiamo ad avere successo

Il vostro business ha bisogno di più supporto e di più risorse?

Le organizzazioni di maggior successo sono coscienti del valore di una relazione con un fornitore strategico. Tali relazioni permettono loro di fornire prodotti innovativi, in modo tempestivo e conveniente. Oggi Microchip Technology supporta più di 45.000 clienti in tutto il mondo, ed il nostro impegno e' aiutarli ad avere successo. Oltre alle soluzioni ad alte prestazioni su silicio, Microchip offre una lunga lista di funzioni di supporto che permettono di ridurre il time to market e di abbattere i costi totali di sistema. A questo si aggiungono le risorse tecniche locali, che recentemente sono state notevolmente ampliate.

Potrete utilizzare microchipDIRECT per:

Registratevi subito!

- Ordinare direttamente da Microchip, 24 ore al giorno, sette giorni su sette, con un semplice carta di credito o una linea di credito
- Ricevere i prezzi in volumi per tutti i dispositivi
- Controllare le disponibilità a magazzino
- Ordinare forniture parziali con forti sconti
- Programmare la produzione in modo rapido ed economico (ora disponibile)
- Piazzare e gestire in modo protetto l'ordine attraverso qualsiasi connessione di rete
- Assegnare un numero PO all'ordine
- Creare un part number unico per qualsiasi voce ordinata
- Ricevere una notifica via e-mail per ordini, spedizioni, stato delle quotazioni e altro

microchip DIRECT
www.microchipdirect.com

Now Pb-free! RoHS Compliant

MICROCHIP
www.microchip.com

Codice MIP 256037

Il nome e il logo Microchip, PIC e dsPIC sono marchi registrati da Microchip Technology Incorporated negli USA e in altre nazioni. Tutti gli altri marchi e marchi registrati appartengono ai rispettivi titolari.
© Microchip Technology 2006. Tutti i diritti riservati. ME156Ita/09.06

Figura 5 Gestione del file Assembler

LA SCHERMATA DEL FILE ASSEMBLER

Dopo aver creato i diversi pezzi che comporranno il programma, (Settaggio Porte, MainLoop, Subroutine, Routine INTERRUPT, eccetera) si dovrà selezionare la voce GENERA ASM. Si aprirà la schermata di figura 5.

Tramite il pulsante ASSEMBLA si richiamerà l'assemblatore della Microchip, opportunamente settato, e si assemblerà il file .asm generato da PAE. Esso includerà anche eventuali direttive scelte in fase di editing (per le direttive consultare il manuale di MPASM)

Se non non abbiamo commesso errori apparirà la scritta "LISTATO DEL PROGETTO ASSEMBLATO" (come visibile in figura 5).

In caso di errori, invece, si aprirà nella parte bassa una lista di quelli riscontrati, cliccando nella riga corrispondente ad un errore, lo stesso verrà evidenziato.

Da questa finestra si potrà richiamare anche il software (IC PROG) per programmare direttamente il micro tramite il pulsante PROGRAMMA. Naturalmente si dovrà disporre di un programmatore hardware compatibile.

Per verificare virtualmente o analizzare il codice scritto passo-passo invece si potrà avviare il DEBUGGER completo di SIMULATORE

LA FINESTRA DI DEBUG

Si tratta di una schermata molto complessa ed articolata, strutturata in modo da permettere all'utente di avere tutti gli strumenti utili a portata di mano (figura 6). Essa rappresenta insieme alla finestra di simulazione, il cuore di PAE e gestisce una serie di sottofinestre ognuna delle quali ha una funzione di analisi specifica:

1. **Finestra del codice ASM**
   Viene riprodotto il codice assembler da analizzare. Ad ogni riga viene aggiunto il numero del PC (Program Counter). La riga che dovrà essere eseguita, verrà invece evidenziata.
2. **Finestra dei registri**
   Vengono elencati tutti i registri del micro scelto. La tonalità di colore di fondo della cella di ogni registro indica il BANCO di residenza del registro stesso. Per ogni registro ne verrà riportato il valore in DECIMALE, ESADECIMALE, OTTALE, CARATTERE e BINARIO. La colonna di questi quattro elementi che avrà un colore di fondo più scuro rappresenterà la RADICE (RADIX) scelta nel progetto da analizzare (nell'esempio la radix scelta è decimale). I BIT significativi ed importanti dei vari registri vengono riportati per esteso nella parte centrale e destra della schermata. Per ogni BIT relativo ad un registro verranno riportati il nome ed il valore. Nella parte alta a destra vi è infine il selettore del BANCO (BANK). In qualsiasi momento dell'elaborazione esso indica l'indicizzamento del banco. Il registro evidenziato in rosso indica che quel registro è stato utilizzato dalla istruzione precedente. Il colore rosso del valore del registro indica invece che il valore stesso è stato ultimamente modificato.
3. **Finestra delle variabili uscite**
   La finestra delle variabili riporta un elenco delle variabili usate nel progetto. Nel caso in cui siano state dichiarate variabili di più byte esse verranno riportate singolarmente con la dicitura [var+n..]. Le variabili possono essere elencate secondo il nominativo o secondo l'indirizzo esadecimale o decimale.
4. **Finestra della EEPROM**
   Identica alla finestra delle variabili, riporta il valore delle singole celle della EEPROM interna del PIC.
5. **Finestra del contatore cicli e del watchdog timer**
   Questa finestra permette di calcolare il numero di cicli macchina che intercorrono tra due breakpoint inseriti nel codice. Facciamo un esempio per chiarire subito il

concetto. Immaginiamo di dover sviluppare una routine di ritardo tramite dei loop per generare un tempo di 350 millisecondi. Dato che una istruzione viene gestita in un microsecondo (con clock a 4 Mhz) dovremmo conteggiare ben 350.000 istruzioni. Dopo aver scritto la routine, inseriamo nella finestra di debug, un breakpoint nella prima istruzione della routine ed uno nell'ultima. Avviando il debugger tramite il pulsante RUN, verranno elaborate tutte le istruzioni finché il debugger si fermerà sulla prima in rosso (con breakpoint). Dando un successivo colpo di RUN, l'elaborazione riprenderà per rifermarsi poi sul secondo breakpoint (alla fine della routine). Ebbene il contatore avrà conteggiato tutti i cicli macchina intercorsi tra i due breakpoint e se il valore sarà diverso da 350.000 (da considerare anche i cicli dell'ultima istruzione RETURN) vorrà dire che la nostra routine per generare un ritardo di 350 ms avrà degli errori. La finestra gestisce anche i conteggi del WATCHDOG TIMER del PIC se risulterà attivo nel progetto.

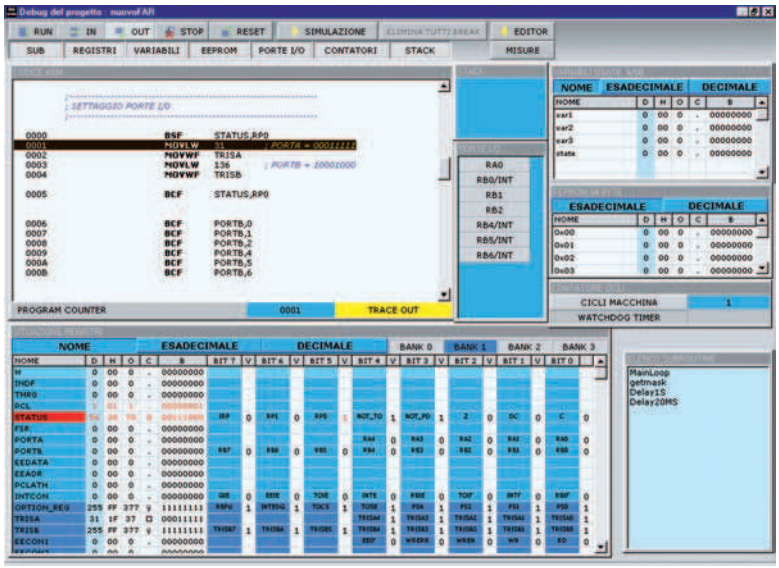


Figura 6 La finestra del Debugger

6. **Finestra dello stack**
   Questa finestra elenca in un dato momento dell'elaborazione il contenuto del registro di STACK del pic che può contenere fino a 8 valori di program counter.
7. **Finestra delle porte IO**
   Questa finestra evidenzia in modo grafico il livello logico delle porte I/O utilizzate nel progetto. Il colore rosso indica un livello logico 1 ed il valore grigio il livello logico 0.
8. **Finestra di navigazione SUBROUTINE**
   Questa finestra riporta l'elenco delle subroutines dichiarate inizialmente. Durante la fase di DEBUG si potranno richiamare molto velocemente le varie subroutines ed inserire o eliminare i breakpoint per eseguire le analisi del codice.

Tutte queste finestre possono essere aperte o chiuse tramite i relativi pulsanti ON OFF posti in alto nella finestra sotto la barra dei pulsanti di navigazione. Quest'ultima permette di lanciare l'elaborazione in real-time (RUN) o di eseguire il codice passo-passo in modalità IN (TRACE IN si entra nella subroutine) o in modalità OUT (TRACE OUT si esegue la subroutine).

LA FINESTRA DI SIMULAZIONE

Dopo aver sviluppato un programma o una parte di esso, PAE permette di verificarne il funzionamento graficamente, alla velocità reale del chip scelto (real-time). In pratica PAE riproduce graficamente i componenti collegati alle porte del micro (vedi figura 2) ed elabora il codice scritto come un vero microcontrollore PIC. Aggiorna quindi lo stato delle porte, e permette di veder funzionare virtualmente il circuito come se fosse vero. In molti casi, PAE interviene se riscontra degli errori di programmazione. L'algoritmo di elaborazione, tra l'altro, in alcuni casi potrebbe risultare più veloce della frequenza di clock impostata. In questo caso una routine automatica cercherà di stabilizzare i tempi di calcolo in modo da avere una simulazione più precisa possibile. La finestra di simulazione (vedi figura 7) è strettamente legata a quella di debug. Per far partire una simulazione è quindi necessario avviare la finestra di debug dalla quale dipende quella di simulazione. Nella parte alta si distinguono i soliti pulsanti di navigazione, il pulsante per ritornare alla finestra del debugger ed altri pulsanti. Sotto questi pulsanti a sinistra vi è il pulsante di SETUP. Per sistemare i vari componenti del progetto che verranno disegnati in modo sistematico è necessario che il simulatore

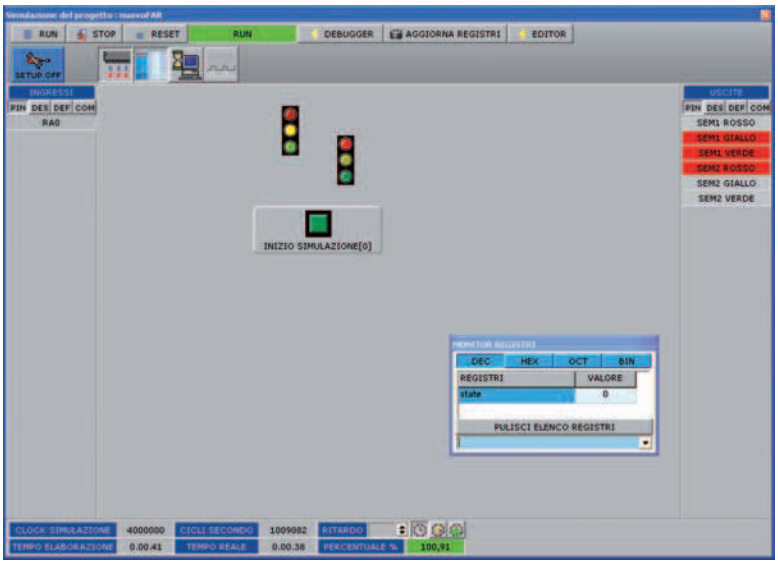


Figura 7 La finestra di simulazione

sia in fase di SETUP. Durante questa fase il simulatore ritorna in posizione di RESET. Nella parte bassa della finestra si evidenziano invece i pannelli relativi alla gestione ed al calcolo delle temporizzazioni e delle percentuali del REAL TIME. Nell'esempio relativo alla schermata, PAE sta simulando il codice che gestisce due semafori (preso da Fare Elettronica di Gennaio 2006). In realtà sono state apportate delle modifiche al codice del programma: le due routine di ritardo, wait1 e wait2, sono state sostituite da una routine di ritardo standard di 1500 millisecondi generata da PAE (Delay1500MS) ed è stato inserito un pulsante, completo di antirimbalzo, per avviare la simulazione. La prima modifica è stata necessaria perché la simulazione grafica risultava troppo veloce (i led embravano tutti accesi) ma anche perchè le due routine di ritardo originali (analisi effettuata grazie al contatore cicli macchina di PAE) permettono di far perdere insieme 3876 cicli macchina ovvero 3876 microsecondi tra una commutazione e l'altra. Inserendo la routine di 1.500.000 di cicli, pari ad 1,5 secondi a 4 MHz, il semaforo assume una simulazione più reale. Se si inserisce il codice generato dentro un micro e si collegano i LED rispettando le porte scelte, il funzionamento del circuito hardware sarà identico a quello visibile nella schermata di simulazione. Nella parte sinistra della schermata verranno visualizzati tutti gli ingressi scelti nel progetto mentre nella parte destra le sole uscite. Si tratta di pannelli che riportano la descrizione inserita in fase di setup, e possono assumere due colorazioni: il grigio in caso di stato logico 0 (zero) ed il rosso in caso di stato logico 1 (uno). Ritornando all'esempio relativo alla schermata, il pulsante normalmente aperto risulta collegato alla +5V. Sul piedino RA0 vi sarà quindi uno stato logico 1 nel momento in cui verrà premuto il pulsante. Lo stesso piedino risulterà invece a livello 0 quando il pulsante sarà in fase di OFF. Questa situazione è monitorata dal valore tra parentesi quadre nella descrizione del pulsante e dal colore (grigio = logico 0) del pannello della PORTA RA0. Ovviamente se si proverà a premere il pulsante il pannello assumerà il colore rosso ed il valore tra parentesi quadre sarà [1] (naturalmente in RUN mode). Per le uscite vale lo stesso principio delle colorazioni visto per gli ingressi. Dato che l'aggiornamento grafico di questi pannelli potrebbe introdurre del ritardo nella simulazione, per circuiti molto complessi sarà possibile disattivare l'aggiornamento delle porte tramite un pulsante ON OFF posto nella barra degli strumenti in alto nella schermata. Per finire questa breve descrizione della finestra di simulazione, è necessario spiegare il funzionamento dei pannelli delle temporizzazioni visibili in basso nella schermata. Nella prima riga vengono riportati rispettivamente il clock ed il numero di cicli effettuati dalla simulazione. Inoltre vi è il controllo per immettere un ritardo ed i pulsanti per gestire la velocità reale, quella personalizzata e quella max. Nella seconda riga invece vi è il conteggio temporale della simulazione e quello reale, ma anche la percentuale di simulazione, il cui colore diventa rosso se il valore è sotto il 100%, verde se rimane tra il 100% ed il 105%. Per tutti gli altri valori superiori il colore sarà giallo. Programmi non particolarmente complessi che non fanno uso dei timer del micro fanno registrare percentuali di simulazione anche superiori al 700% su un comunissimo Pentium III 1.3 GHZ.

LA FINESTRA DI GESTIONE DEL TMR0

I microcontrollori si differenziano a seconda delle periferiche interne e dalle risorse. Quasi tutti quelli

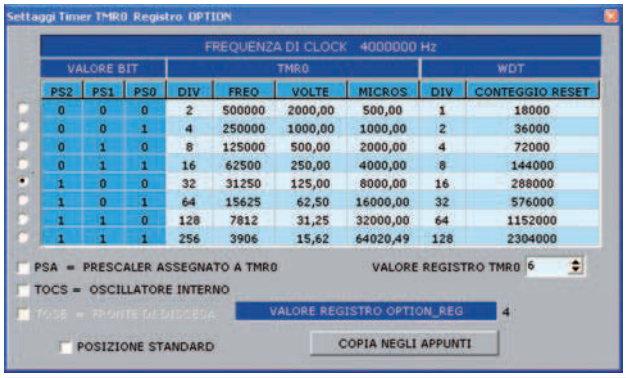


Figura 8 Gestione TMR0

della serie 16 (tranne qualcuno) fanno uso di timer interni (alcuni modelli ne possiedono 3) gestibili via software. La gestione consiste nell'impostare determinati bit per ottenere particolari tempi di conteggio, attivare il prescaler eccetera. PAE gestisce il TMR0 tramite una schermata dove sarà possibile settare diverse opzioni. La figura 8 mostra la schermata di gestione del timer. Inserendo diversi valori nel registro TMR0 si possono valutare tutte le possibili temporizzazioni mentre settando i vari bit si ottiene un valore da inserire nel registro OPTION_REG. Questo valore potrà essere poi gestito dal programmatore, il quale lo dovrà incollare nel suo listato nel punto più opportuno in base al codice che sta realizzando. Se invece viene inserita la spunta nella voce [POSIZIONE STANDARD] le righe di codice verranno inserite automaticamente nel file assembler definitivo dopo la dichiarazione delle porte. Attenzione però in questo caso il timer comincerebbe da subito i conteggi.

SVILUPPI FUTURI

PAE è solo agli inizi. Lo sviluppo continuerà fino a che sarà possibile gestire totalmente anche i microcontrolllori più potenti. Anche l'idea di dotare il pacchetto di un compilatore ad alto livello non è da scartare. Al momento è nella sua fase primordiale, lo studio di un linguaggio non standard ma specifico per microcontrollori. Sarà possibile prelevare il pacchetto freeware direttamente dal sito dell'autore (www.piceditor.net) il quale è anche in attesa di commenti e/o consigli per migliorare il programma.

Codice MIP256034

circuiti stampati in 24 ore

garantiamo il tempo di consegna: 24 ore o i circuiti sono gratis

Potrete scegliere tra singola e doppia faccia con foro metallizzato. Con solder e serigrafie per uno stampato di alta qualità o solo piste stagnate per un prototipo a basso costo.
Prezzi a partire da* € 14,38 (doppia faccia foro metallizzato 7,50x7,50 cm) e da € 9,13 (singola faccia 7,50x7,50 cm) per FR4 1,6 mm con rame 35 µm, **tutti comprensivi di attrezzatura.**
Nessuna limitazione sul numero dei fori, sul numero degli utensili (diametri) e sul tipo di scontornatura (anche tondeggiante).
Distanza minima tra le piste e pista minima 8 mils (0,20 mm).

PREVENTIVO ANONIMO, GRATUITO ED IMMEDIATO con il nostro calcolatore online.

+ QUALITÀ - TEMPO

Codice MIP 256041

visita il nostro sito per il dettaglio delle note tecniche
www.mdsrl.it
millennium md dataware
millennium dataware srl
parco scientifico e tecnologico
15050 rivalta scrivia - tortona (al)
tel. 0131 860.254 fax 0131 860157
www.mdsrl.it info@mdsrl.it

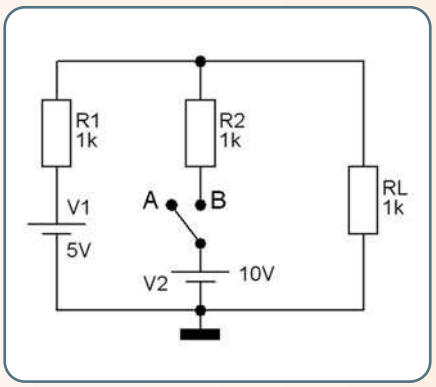
* i prezzi si intendono iva esclusa e calcolati sul singolo pezzo - ordine minimo 2 pezzi

Le so tutte!!!

Metti anche tu alla prova le tue conoscenze dell'elettronica con i nostri quiz.

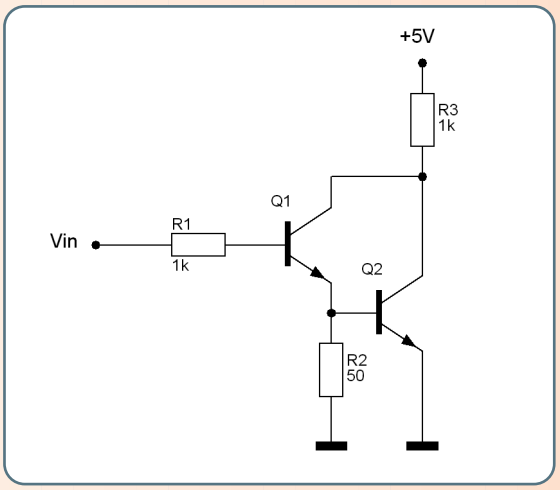
FACILE

Determinare la tensione sul carico RL di figura quando lo switch si trova in posizione A e in posizione B.



MEDIO

Nell'ipotesi in cui h_{FE}=300 per entrambi i transistor dello schema, per quale valore di Vin il transistor Q2 entra in conduzione?



DIFFICILE

In un sistema di trasmissione DSB, il segnale informativo ha una banda B di 10KHz e il mezzo trasmissivo introduce una attenuazione di 20dB in ampiezza.
Quale dovrà essere la potenza statistica del segnale di ingresso per avere un rapporto segnale/rumore SNR pari a 30dB se il rumore ha densità spettrale costante R_0?

Nuova versione 2006

FANTASTICI PREMI PER TUTTI!!!

Le risposte vanno inviate esclusivamente compilando il modulo su www.farelettronica.com/lst e specificando la parola chiave "Laplace".

Se sei abbonato a Fare Elettronica potrai rispondere a tutti i quesiti ed aumentare le tue possibilità di vincere i premi. Le risposte e i vincitori (previa autorizzazione) sono pubblicati alla pagina www.farelettronica.com/lst a partire dal 15 del mese successivo alla pubblicazione sulla rivista. A tutti i partecipanti verrà assegnato un **buono sconto* del 10%** utilizzabile per gli acquisti su www.ieshop.it.

Con le tue conoscenza di base dell'elettronica potrai vincere il righello in alluminio con calcolatrice a 8 cifre e doppia alimentazione (solare e batteria) con astuccio.

Le tue conoscenze avanzate ti permetteranno di vincere una bellissima stazione meteo da tavolo con orologio, igrometro e termometro, col marchio della tua rivista preferita!

Per i più bravi in palio il bellissimo gilet reporter di Fare Elettronica: multitasca, in cotone e poliestere, regolabile ai fianchi e con chiusura zip.

* Validità 3 mesi dalla data di assegnazione.

E il PIC disse

In questo articolo apprenderemo le tecniche per far "parlare" il microcontrollore PIC, senza utilizzare sintetizzatori vocali. Sebbene la sua funzione non sia quella di elaborare audio digitale, i risultati che otterremo saranno sorprendenti.

Questo mese vedremo come riprodurre i campioni digitali per emettere, niente di meno, una parola. Sino ad ora abbiamo fatto svolgere al nostro povero microcontrollore i più disparati compiti, anche faticosi; gli mancava solo la parola...

IL METODO DA SEGUIRE

Certo, far pronunciare delle frasi al nostro microcontrollore non è proprio cosa facile. La fase più critica è quella della memorizzazione di tutti i campioni digitali, tenendo conto che lo spazio disponibile non è poi così generoso. In ogni caso le informazioni accumulate all'interno del chip devono essere alla fine "riprodotte" sulla PORT-B del micro, costituente un DAC nel nostro caso, ad una velocità e una cadenza opportunamente calcolati. Questi impulsi generati attraverso un altoparlante, producono un suono udibile, dalla forma d'onda non molto regolare ed imprevedibile, anzi molto complessa.

Il metodo utilizzato prevede due fasi distinte:

1. La raccolta delle tensioni analogiche del segnale sonoro e loro conversione in un valore corrispondente digitale, ossia una tecnica che prende il nome di campionamento (ADC). Questa operazione sarà svolta "manualmente";
2. La riproduzione, da parte del microcontrollore, di tutti i dati digitali, tramite un DAC, al fine di ricostruire il messaggio iniziale.

IL CAMPIONAMENTO

È l'operazione mediante la quale, dal segnale originario analogico, si prendono "alcuni" valori che esso assume durante alcuni intervalli di tempo costante. La distanza temporale tra un campione ed un altro si dice "periodo di campionamento", mentre il suo reciproco è la "frequenza di campionamento", ossia il numero di campioni valutati durante un secondo.
Come ben si capisce, il metodo è a perdita di informazione, poiché nell'operazione, alcuni elementi sono sacrificati per agevolare, in qualche modo, la velocità, lo spazio in memoria, il costo sostenuto e la semplicità operativa.
Naturalmente esistono delle regole alle quali affidarsi per l'esecuzione di un ottimo campionamento. Regole che, purtroppo nel nostro esempio, non possiamo rispettare per la mancanza di velocità e di memoria del nostro microcontrollore.
Una regola da considerare afferma che la minima frequenza di campionamento, idonea a ricostruire fedelmente il segnale originario, deve essere almeno pari al doppio della frequenza più alta in esso contenuta. Se questa non viene

“mamma”

di Giovanni Di Maria

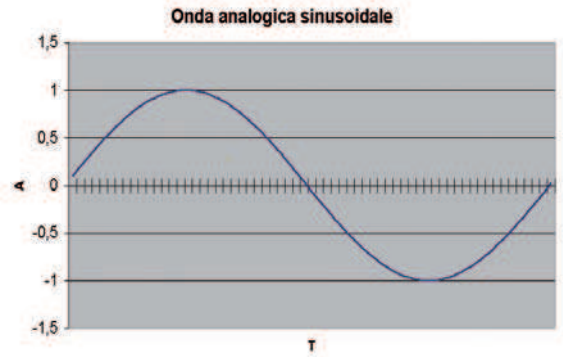


Figura 1 Segnale analogico sinusoidale puro

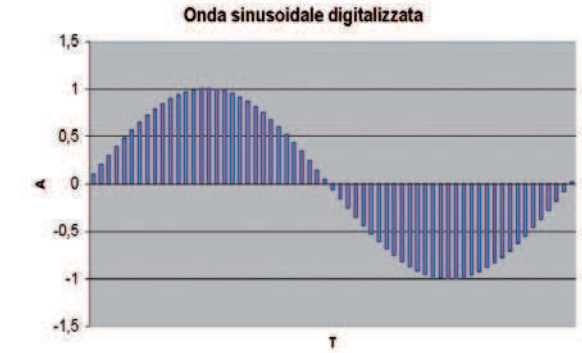


Figura 2 Segnale digitale sinusoidale con un numero molto elevato di campioni

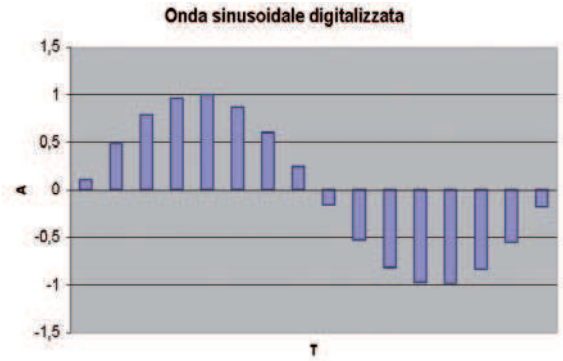


Figura 3 Segnale digitale sinusoidale con un numero basso di campioni

rispettata, il segnale digitale subirà non indifferenti perdite dovute ad “ammanchi” di informazioni, e più in generale forti distorsioni. Questa “tosatura” viene definita aliasing. Le figure 1, 2 e 3 mostrano i diversi tipi di segnale con la relativa qualità di campionamento.

Solitamente la frequenza di campionamento da seguire, al fine di ottenere ottimi risultati, è la seguente:

- Frequenza di 44.000 Hz, per riproduzioni con qualità eccellente;
- Frequenza di 22.000 Hz per riproduzioni musicali di buona qualità;
- Frequenza di 8.000 Hz per riproduzione con qualità telefonica.

Purtroppo, data l’esigua capacità del microcontrollore utilizzato, la frequenza da noi impiegata sarà pari a 3.000 Hz, ossia ai limiti della comparsa dell’effetto di *Aliasing*. Ma considerando i mezzi a nostra disposizione, il risultato sarà più che accettabile.

DOVE MEMORIZZIAMO LA VOCE?

Le informazioni sulla voce registrata comprendono centinaia di dati da memorizzare. Ma dove è possibile immagazzinare tante informazioni, se il 16F84 ha una RAM di soli 68 byte e poco di più i modelli superiori? Il compilatore Mikrobasic consente di “allocare” nella memoria Flash di programma, sfruttandola al meglio, le nostre informazioni, attraverso il comando *const*, come vedremo in seguito. In questa maniera, il software ottiene il massimo rendimento, in maniera impropria ma perfettamente funzionale, utilizzando la memoria “programma” del Pic.

LIMITI DELLA PROCEDURA

Per l’esperimento utilizzeremo naturalmente il compilatore Mikrobasic.
Purtroppo l’unico limite è imposto dallo spazio limitato della memoria. Infatti una parola, anche se molto breve, occupa tantissime celle del micro. Pertanto, se un PIC16F84 potremmo forse far pronunciare un “SI”, risultati migliori si potranno ottenere adoperando un 16F628 o, meglio ancora un 16F876. A tale scopo occorre consultare la tabella 1, per un riferimento quantitativo.

Microcontrollore	Numero dei Campioni
PIC16F84	Circa 950
PIC16F628	Circa 1900
PIC16F876	Circa 7500

Tabella 1 Il numero dei campioni ad 8 bit memorizzabili

I FERRI DEL MESTIERE

Per raggiungere lo scopo, abbiamo inoltre bisogno di alcuni strumenti software e hardware, secondo la lista seguente:

- Personal Computer dotato di scheda audio (qualsiasi tipo).
- Microfono di qualunque tipo.
- Software Shareware "GOLDWAVE" per l'elaborazione sonora (o equivalente). Nell'esempio è stata usata la versione 5.08.
- Un programma di foglio elettronico.
- Ambiente di sviluppo Mikrobasic.
- Programmatore per PIC e relativo software.

Sono tutti elementi di facile reperibilità. Per quanto riguarda il foglio elettronico si può optare per il potente programma freeware OpenOffice o altri software commerciali...

SCHEMA ELETTRICO

Siamo pronti per la realizzazione dello schema. Le caratteristiche consentono di ottenere risultati lusinghieri. Esse si possono così riassumere:

- Tipologia: DAC a resistori pesati.
- Numero di ingressi digitali: 8.
- Numero di uscite analogiche: 1.
- Numero massimo di tensioni ottenibili: 256.
- Range di copertura: da 0 Volt a 5 Volt.
- Risoluzione massima: 19.6 mV.

Lo schema elettrico, visibile in figura 4, è una tipica applicazione per microcontrollore PIC, le cui porte sono configurate in uscita. I resistori pesati consentono di ricavare un qualsiasi valore analogico, nel dominio delle massime prestazioni consentite. Il microcontrollore utilizzato è il PIC16F628, utilizzante un quarzo da 4 Mhz assieme ai relativi condensatori di oscillazione da 22 pF. Esso consente di riprodurre una sola parola, con una quantità media di memoria. L'unico aspetto negativo è l'utilizzo completo della PORT-B.

Come ottenere i valori delle resistenze

Come si vede dallo schema elettrico, i valori scelti delle resistenze non sono commerciali e pertanto non si trovano sul mercato. È possibile però raggiungere perfettamente la grandezza desiderata, collegando opportunamente alcune resistenze tra loro. La tabella 2 mostra come operare in tal senso. Se proprio volete utilizzare una sola resistenza per pin, indirizzate la scelta verso i seguenti valori, in ohm: 1.000, 2.200, 4.700, 10.000, 22.000, 47.000, 100.000, 220.000. Tenete conto però che con tale soluzione i valori in uscita non risultano esatti ed affidabili.

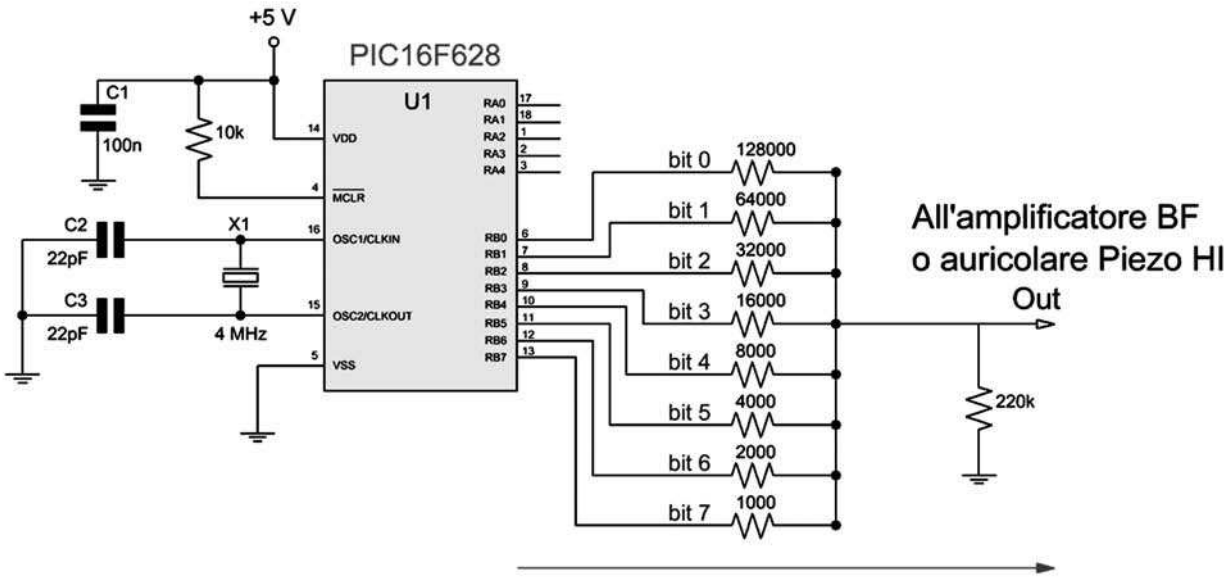


Figura 4 Schema elettrico del DAC a 8 bit

Microtelecamere e telecamere su scheda

La videosorveglianza a portata di mano

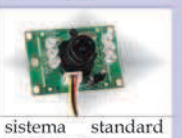
FUTURA ELETTRONICA
Via Adige, 11 - 21013 GALLARATE (VA)
Tel. 0331/799775 - Fax. 0331/778112 - *www.futuranet.it*

Disponibili presso i migliori negozi di elettronica o nel nostro punto vendita di Gallarate (VA).
Caratteristiche tecniche e vendita on-line all'indirizzo: **www.futuranet.it**

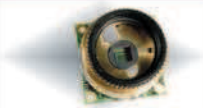
Modelli CMOS da circuito stampato

	FR302 - Euro 56,00	**FR301** - Euro 27,00	**FR300** - Euro 23,00
Tipo:	sistema standard PAL (colori)	sistema standard CCIR (B/N)	sistema standard CCIR (B/N)
Elemento sensibile:	1/3" CMOS	1/3" CMOS	1/3" CMOS
Risoluzione:	380 Linee TV	240 Linee TV	240 Linee TV
Sensibilità:	3 Lux (F1.4)	2 Lux (F1.4)	2 Lux (F1.4)
Ottica:	f=6 mm, F1.6	f=4,9 mm, F2.8	f=7,4 mm, F2.8
Alimentazione:	5Vdc - 10mA	5Vdc - 10mA	5Vdc - 10mA
Dimensioni:	20x22x26mm	16x16x15mm	21x21x15mm

Modelli CMOS

	FR220 - Euro 96,00	**FR220P** Euro 125,00	**FR125** - Euro 44,00	**FR126** - Euro 52,00	**CAMZWCMM1** Euro 26,00	**CAMCOLMHA5** Euro 44,00	**CAMZWBLA3** Euro 34,00
							
Tipo:	sistema standard CCIR (B/N)	sistema standard CCIR (B/N)	sistema standard CCIR (B/N)	sistema standard PAL (colori)	sistema standard CCIR (B/N)	sistema standard PAL (colori)	sistema standard CCIR (B/N)
Elemento sensibile:	1/4" CMOS	1/4" CMOS	1/3" CMOS	1/3" CMOS	1/4" CMOS	1/3" CMOS	1/4" CMOS
Risoluzione:	240 linee TV	240 linee TV	380 Linee TV	380 Linee TV	380 Linee TV	380 Linee TV	240 Linee TV
Sensibilità:	0,5 Lux (F1.4)	0,5 Lux (F1.4)	0,5 Lux (F1.2)	3 Lux (F1.2)	0,5 Lux (F1.4)	1,5 Lux (F2.0)	0,1 Lux (1.2)
Ottica:	f=3,5 mm, F2.6 PIN-HOLE	f=3,1 mm, F3.4 PIN-HOLE	f=5 mm, F4.5 PIN-HOLE	f=5 mm, F4.5 PIN-HOLE	f=2,2 mm	f=2,8 mm	f=3,6mm F.2.0
Alimentazione:	7 -12Vdc - 50mA	7 -12Vdc - 20mA	12Vdc - 50mA	12Vdc - 50mA	8Vdc - 100mA	8Vdc - 100mA	9-12Vdc - 500mA
Dimensioni:	8,5x8,5x15 mm	8,5x8,5x10mm	27,5x17x18mm	20,5x28x17mm	18x18x17mm	26x21x18mm	54x38x28mm
			Stesso modello con ottica f=3,6mm **FR125/3.6 - Euro 48,00**	*Stesso modello con ottica* f=3,6mm **FR126/3.6 - Euro 56,00**	*Confezione completa di alimentatore da rete.*	*Confezione completa di alimentatore da rete.*	

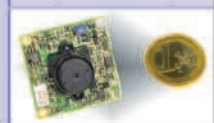
Modelli CCD in B/N

	FR72 - Euro 48,00	**FR72/PH** - Euro 46,00	**FR72/C** - Euro 46,00	**FR72/LED** - Euro 50,00
				
Tipo:	sistema standard CCIR	sistema standard CCIR	sistema standard CCIR	sistema standard CCIR
Elemento sensibile:	1/3" CCD	1/3" CCD	1/3" CCD	1/3" CCD
Risoluzione:	400 Linee TV	400 Linee TV	400 Linee TV	400 Linee TV
Sensibilità:	0,3 Lux (F2.0)	0,5 Lux (F2.0)	in funzione dell'obiettivo	0,01 Lux
Ottica:	f=3,6 mm, F2.0	f=3,7 mm, F3.5	-	f=3,6 mm, F2.0
Alimentazione:	12Vdc - 110mA	12Vdc - 110mA	12Vdc - 110mA	12Vdc - 150mA
Dimensioni:	32x32x27mm	32x32x20mm	32x32mm	55x38mm

Stesso modello con ottica:
- f=2,5 mm **FR72/2.5** € *48,00*
- f=2,9 mm **FR72/2.9** € *48,00*
- f=6 mm **FR72/6** € *48,00*
- f=8 mm **FR72/8** € *48,00*
- f=12 mm **FR72/12** € *48,00*
- f=16 mm **FR72/16** € *48,00*

Il modulo dispone di attacco standard per obiettivi di tipo C/CS.

Modelli CCD a COLORI

	FR89 - Euro 95,00	**FR89/PH** - Euro 95,00	**FR89/C** - Euro 95,00	**FR168** - Euro 110,00
				
Tipo:	sistema standard PAL	sistema standard PAL	sistema standard PAL	sistema standard PAL
Elemento sensibile:	1/4" CCD	1/4" CCD	1/4" CCD	1/4" CCD
Risoluzione:	380 Linee TV	380 Linee TV	380 Linee TV	380 Linee TV
Sensibilità:	0,2 Lux (F1.2)	1 Lux (F1.2)	0,5 Lux (F1.2)	2 Lux (F2.0)
Ottica:	f=3,7 mm, F2.0	f=5,5 mm, F3.5	-	f=3,7 mm, F2.0
Alimentazione:	12Vdc - 80mA	12Vdc - 80mA	12Vdc - 80mA	12Vdc - 65mA
Dimensioni:	32x32x32mm	32x32x16mm	32x34x25mm	26x22x30mm

Stesso modello con ottica:
- f=2,9mm **FR89/2.9** € *95,00*

Il modulo dispone di attacco standard per obiettivi di tipo C/CS.

Stesso modello con ottica:
- f=5,5mm **FR168/PH** € *110,00*

Tutti i prezzi sono da intendersi IVA inclusa.

Codice MIP **256047**

Valore da ottenere	Come ottenere il valore resistivo
1.000	Questo valore è reperibile sul mercato
2.000	Collegare due resistenze in serie da 1.000 ohm
4.000	Collegare due resistenze in serie da 1.800 ohm e 2.200 ohm
8.000	Collegare due resistenze in serie da 3.300 ohm e 4.700 ohm
16.000	Collegare due resistenze in serie da 1.000 ohm e 15.000 ohm
32.000	Collegare due resistenze in serie da 10.000 ohm e 22.000 ohm
64.000	Collegare tre resistenze in serie da 15.000 ohm, 22.000 ohm e 27.000 ohm
128.000	Collegare tre resistenze in serie da 33.000 ohm, 39.000 ohm e 56.000 ohm

Tabella 2 *Come ottenere i valori resistivi della rete pesata*

PRIMA FASE: REGISTRAZIONE DELLA VOCE

Iniziamo dunque la procedura occupandoci della registrazione del segnale sonoro. Questa operazione non serve tanto per "fissare" indelebilmente la voce sul supporto di massa, quanto per raccogliere i dati numerici corrispondenti alle varie ampiezze del segnale periodico.
Per lo scopo abbiamo utilizzato il programma shareware "Goldwave", ottimo per l'analisi e l'elaborazione del suono. Una volta approntato il microfono ed impostato correttamente il mixer del sistema operativo, possiamo avviare il software sonoro e creare un nuovo file, naturalmente selezionando il menù File e la voce New. Ovviamente il nostro campionamento deve avvenire a "bassa risoluzione" per motivi di memoria del PIC, per cui scegliamo una traccia Mono (non Stereo), avente un Sampling Rate di 3000 (purtroppo è un valore molto basso, ma non possiamo fare di più) ed una durata di 10 secondi. Con un po' di destrezza si può arrivare a registrare anche a 6 Khz, con un'ottima resa sonora. La figura 5 mostra le opzioni da impostare.

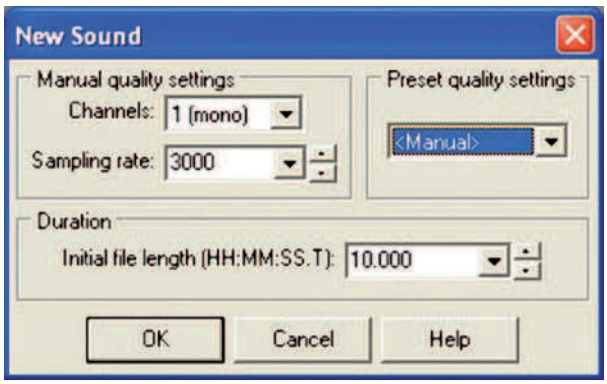


Figura 5 *Le caratteristiche del file sonoro*

Confermando la scelta, appare una traccia completamente vuota, che attende la registrazione della nostra voce. A tale scopo occorre premere il tasto circolare rosso (REC) per avviare la registrazione. Occorre recitare velocemente la parola "MAMMA". Alla fine bisogna interrompere la registrazione con il pulsante quadrato rosso (STOP). Finalmente la traccia audio contiene la voce registrata, come visibile in figura 6.
Riascoltando la traccia con il pulsante Play, si può notare come la voce, in effetti, somigli un po' meno a quella reale. Questo perché i parametri di campionamento sono stati scelti deliberatamente molto bassi. Non fatevi tentare ad alzare la qualità, il microcontrollore non potrebbe contenere i dati. Come si vede, è presente una quantità esagerata di silenzio, prima e dopo la voce, che aumenta lo spazio occupato in memoria. Occorre, a tal scopo, "tagliare" le informazioni indesiderate lasciando solamente la voce. Questa operazione viene definita "Trimming" e si effettua con la selezione della sola onda sonora utile con la successiva pressione dei tasti <CTRL> <T>. In tal modo si prende solamente la voce e si elimina tutto il resto. Se si desidera si può salvare il file per una successiva elaborazione.

SECONDA FASE: MEMORIZZAZIONE DEI CAMPIONI IN FORMATO NUMERICO

La seconda fase permette di ottenere i "singoli" campioni come dato numerico. In pratica il programma Goldwave consente di esportare la forma d'onda ottenuta in un formato numerico Ascii. Per eseguire l'operazione occorre accedere al menù File e selezionare la voce *Save As* (Salva con nome).

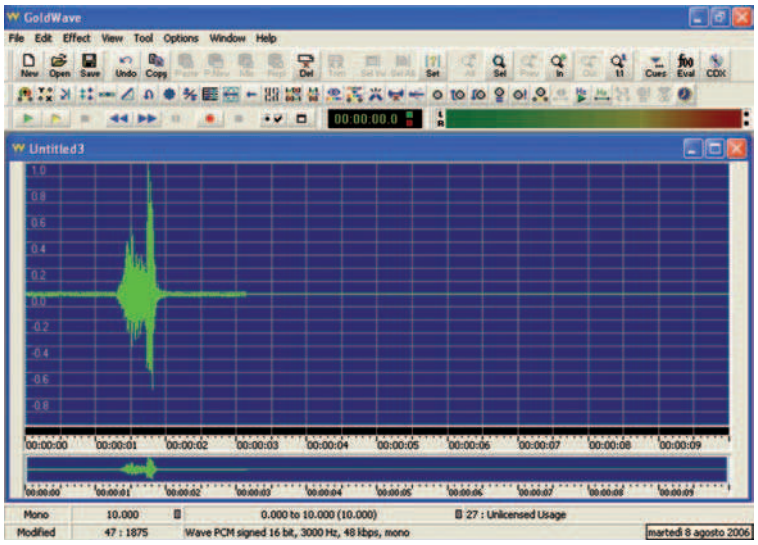


Figura 6 La traccia sonora registrata

Prima di confermare la memorizzazione occorre scegliere, come formato di output, il tipo di file *Numerical Text* e come attributo *ASCII integer mono*. La figura 7 mostra esattamente la procedura da seguire. Dopo aver premuto il pulsante Salva, verrà creato un file di testo elencante tutti i campioni utilizzati nella traccia audio.

Esaminiamo la parte iniziale del file di testo prodotto. La prima riga costituisce un'intestazione che riporta, tra l'altro, la frequenza di campionamento (3000 Hz) e, soprattutto, il numero di campioni memorizzati, nel nostro caso ben 1374 (solo per dire la parola "Mamma").

Consultando la tabella 1 possiamo notare che l'intera traccia sonora non può essere contenuta nel PIC16F84. Dalla seconda riga in poi sono presenti, uno dopo l'altro, tutti i campioni, in formato numerico *integer* (doppio byte) e *signed*. Vedremo nel prossimo paragrafo come effettuare la conversione.

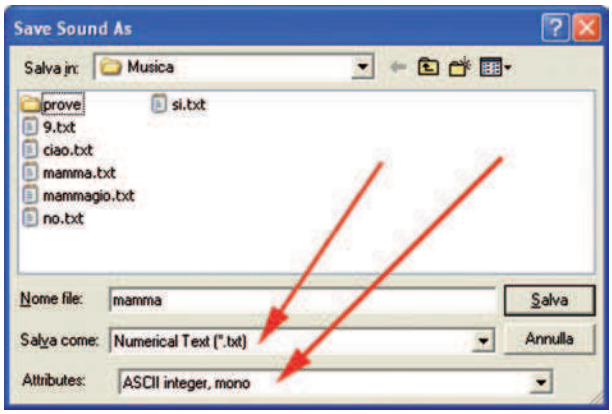


Figura 7 Come salvare i campioni numerici della traccia

TERZA FASE: TRASPORTO DEI CAMPIONI SU FOGLIO ELETTRONICO

La successiva fase serve per riportare, su un programma di foglio elettronico, tutti i campioni per la loro elaborazione. È un'operazione molto semplice: occorre selezionare tutti i valori (dalla seconda riga in poi) del file di testo, ed effettuare un *Copia* e *Incolla* sul foglio elettronico. Fate attenzione al fatto che i campioni non sono solamente quelli che si vedono a video, ma si trovano anche in fondo al documento.

QUARTA FASE: TRASFORMAZIONE POSITIVA DEI CAMPIONI

Dal momento che i campioni trattati ed esportati sono del tipo signed integer (intero con segno), il dominio relativo è compreso tra i valori 32768 e –32767. Occorre pertanto "traslare" i campioni in un range positivo, semplicemente aggiungendo il valore 32767. In questa maniera, il nuovo intervallo dei valori sarà compreso tra 0 e 65535. A tale scopo si deve creare, nel foglio elettronico, una seconda colonna che preveda una semplice addizione ai valori della prima colonna. In ogni caso riportiamo la formula, da inserire nella cella B1, e da ricopiare in tutte le altre celle sottostanti:

=A1+32767

QUINTA FASE: ADEGUAMENTO AL RANGE 0-255

Quest'altra fase serve per adattare i valori della seconda colonna a quelli compatibili all'uso con il microcontrollore, di tipo byte. Occorre, allo scopo, creare sul foglio elettronico una terza colonna che preveda una proporzione, proprio per restringere il campo dei valori ai limiti 0-255. La formula da inserire nella cella C1, e poi su tutte le altre sottostanti, è la seguente:

=B1*255/65535

Tale formula, naturalmente, fornirà dei risultati decimali.

SESTA FASE: TRONCAMENTO PARTE DECIMALE

Dal momento che i campioni devono essere memorizzati in formato byte all'interno del microcontrollore, occorre eliminare la parte decimale con un ulteriore formula del foglio elettronico. La quale provvede anche ad arrotondare eventualmente per eccesso i valori. La formula per troncare la parte decimale, da inserire nella cella D1 e successive, è la seguente:

=INT(C1+0,5)

SETTIMA FASE: GRAFICO DI PROVA DEL FOGLIO ELETTRONICO

Per effettuare la verifica dei dati elaborati, si selezionino tutti i valori contenuti nella colonna D del foglio elettronico e si crei un grafico "a linee". Dovrebbe apparire la rappresentazione di cui in figura 8. Con quest'ultima operazione abbiamo effettuato la raccolta dei campioni e loro adeguamento al corretto formato digitale. Senza l'ausilio del foglio elettronico, avremmo dovuto operare manualmente (parliamo di 1374 campioni)!

OTTAVA FASE: FINALMENTE IL PROGRAMMA

Commentiamo velocemente il programma, che potete scaricare dal sito di Fare elettronica e che per problemi di spazio non abbiamo potuto riportare interamente.

Il vettore "campione" contiene ben 1374 valori numerici, numerati progressivamente da 0 a 1373. Essi vengono "pescati" grazie all'indice k, di tipo word poiché si supera il valore di 255. Il ciclo for-next si occupa proprio di questo lavoro. La distanza temporale tra un campione e il successivo è di 333 microsecondi, poiché la frequenza di campionamento è di 3 KHz (1/3000). La durata dell'intera traccia è pertanto 333uS x 1374 = 0,457 secondi.

Alla fine della riproduzione, dopo una pausa di "riposo" di un secondo, l'intero processo inizia nuovamente e si ripete all'infinito.

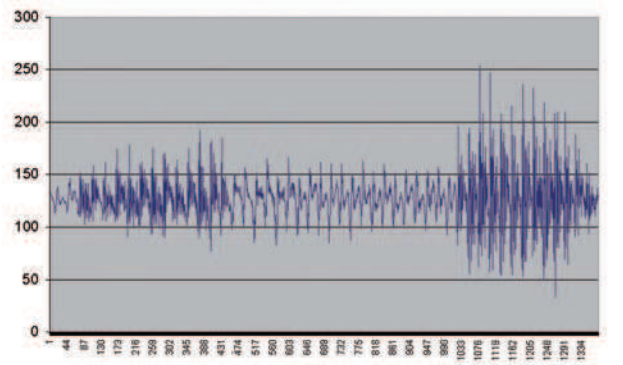


Figura 8 Il grafico di verifica dei dati del foglio elettronico

```
rem Il Pic dice MAMMA
program mamma

const campione as byte[1374]= (
133,134,132,131, ...
(n.d.r. il programma completo lo potete scaricare
dal sito di Fare Elettronica)
... 125,137,125,131,129 )

dim k as word 'Indice per i campioni
portb=0 'Azzera portb
trisb=0 'definisce PORTB in output

while true 'Ciclo infinito
for k=0 to 1373
portb=campione[k] 'Legge/riproduce i campioni
delay_us(333) 'Attesa
next k
delay_ms(1000) 'Aspetta un secondo
wend
end.
```

ESERCIZIO PER I LETTORI

Provate a realizzare un prototipo, dotato di due pulsanti normalmente aperti. Se si preme il primo pulsante, si sentirà la parola SI, se si preme il secondo pulsante, naturalmente si sentirà un secco NO. Qualunque tipo di microcontrollore è ammesso. Potete mandare le risposte direttamente all'autore.

CONCLUSIONI

Il segnale prodotto nell'altoparlante dell'amplificatore audio, o nell'auricolare ad alta impedenza, è affetto da una leggera percentuale di Aliasing. Del resto con una digitalizzazione a 3 KHz non possiamo pretendere di più. In ogni caso il messaggio riprodotto è perfettamente chiaro ed intelligibile. Usando questa tecnica è possibile far riprodurre al fedele PIC qualsiasi parola. Risultati migliori, in termini di lunghezza e qualità si potranno ottenere utilizzando il modello 16F876. Nel prossimo articolo analizzeremo la tecnica che ci ha permesso la realizzazione di questo progetto, vedremo come "generare forme d'onda con il PIC".

Codice MIP256044

UN CONTROLLORE ALTERNATIVO

COMFILE
TECHNOLOGY

CUBLOC™

GAMMA DI CONTROLLORI PROGRAMMABILI IN BASIC E LADDER LOGIC CON AMBIENTE DI SVILUPPO GRATUITO.

www.comfiletech.com

Codice MIP **256051**

Inware®
Providing Innovation

INWARE Srl Via Cadorna, 27/31 - 20032 Cormano (MI) Tel: 0266504794 - Fax: 0266508225 - www.inware.it

Introduzione
n° 253/254 - Luglio/Agosto 2006
La distorsione del suono

Prima parte
n° 255 - Settembre 2006
Il monotriodo, il re dell'amplificazione (I parte)

Seconda parte
n° 256 - Ottobre 2006
Il monotriodo, il re dell'amplificazione (II parte)

SPECIALE COSTRUIRE HI-FI

Il monotriodo, il re

Concludiamo, con questo articolo, la descrizione teorica della circuitazione del monotriodo, tipo di amplificatore che abbiamo volutamente esaminato approfonditamente perché, perdonandogli il limite di una potenza d'uscita non sempre esuberante rispetto alle possibili esigenze, consente di ottenere un suono assolutamente superbo, forse il migliore in assoluto raggiungibile con i tubi termoionici, in modo tutto sommato relativamente semplice; grazie proprio a quest'ultima caratteristica, sarà un apparato con tale tipologia quello che verrà considerato per la nostra prima proposta di autocostruzione.

Nel mondo della hi-fi estrema esistono alcuni riferimenti assoluti in termini di qualità: tra questi un posto di assoluta preminenza spetta di certo alle circuitazioni cosiddette monotriodo. Potenza piuttosto limitata, che richiede particolare attenzione nell'abbinamento con i diffusori, ma tanta tanta qualità sonica, potremmo forse, senza tema di esagerazione, parlare di vera e propria malia sonica!
Riprendiamo dunque ad illustrare le peculiarità di questo tipo di amplificazione; nella puntata precedente abbiamo esaminato perché è opportuno optare per uno stadio di uscita single ended equipaggiato con un triodo; inoltre abbiamo passato in rassegna vari tipi di valvole di potenza e siamo infine giunti alla conclusione che un risultato di assoluta eccellenza è ottenibile con un tubo a riscaldamento diretto del tipo 300B. Nei paragrafi che seguono entriamo nel vivo della disamina del circuito elettrico.

PRESENTAZIONE DEL CIRCUITO

Presentiamo quindi il circuito che mette in pratica tutto quanto sin qui esposto: esso comprende pertanto uno stadio di uscita singolo (cioè non push pull), equipaggiato con la regina dei triodi a riscaldamento diretto, la 300B. Presumibilmente la musicalità ottenibile é la massima in assoluto, nei limiti, purtroppo, di una uscita piuttosto contenuta (nell'intorno degli 8 W), unico sacrificio, oltre ovviamente al costo elevato in assoluto e mostruoso se rapportato alla entità della potenza in gioco (il tubo finale ed il trasformatore di uscita necessari per una realizzazione di qualità high end comportano una spesa che non esiteremmo a definire stratosferica).
Abbiamo detto che stiamo per presentare un circuito, ma sarebbe forse più appropriato parlare non già di un circuito, quanto piuttosto del **circuito del monotriodo per eccellenza**, quello dal quale la maggioranza dei progettisti, anche attuali, si è ispirata, prendendolo giustamente come punto di partenza; si tratta infatti dello schema originale della Western Electric dove trovano applicazione i suoi migliori tubi per audiofrequenza: WE310A, WE300B e WE274B. In figura 1 esso viene riportato senza modifiche: solo il valore di qualche componente é stato variato, coerentemente ai suggerimenti di alcuni grandi progettisti, soprattutto giapponesi, attentissimi e preparati studiosi dello specifico problema. Come si vede, siamo di fronte al massimo in

dell'amplificazione (II parte)

di Fulvio Chiappetta

tema di semplicità e linearità progettuale: per certi versi il circuito del monotriodo é la sconfitta del progettista che viene relegato ad una funzione apparentemente secondaria. Di solito, infatti, il suo ruolo consiste nell'ovviare, con opportuni e talvolta geniali artifici circuitali, alle deficienze della componentistica soprattutto attiva, compensandone od almeno attenuandone i difetti. In questo caso le cose stanno diversamente: qui si parte dalla ipotesi, in buona misura verificata, che i componenti hanno caratteristiche pressoché ideali, per cui il circuito può essere massimamente semplificato, fino a giungere all'essenziale per la topologia di due stadi di amplificazione in cascata; lo studio non deve tendere quindi ad ottimizzare il percorso del segnale, quanto piuttosto a scegliere la componentistica attiva e passiva più adatta e, soprattutto per la prima, fissare i punti di lavoro ottimali. Si tratta di un minuzioso lavoro di cesello: poiché il circuito di cui parliamo é nato negli anni '30 e da allora é stato studiato da moltissimi grandi tecnici, europei e soprattutto giapponesi, questa fine ottimizzazione é già stata portata ai massimi livelli e non abbiamo certo noi la spudorata presunzione di poter aggiungere alcunché a quanto già detto e fatto. Limiteremo la nostra funzione a quella di cronisti puntigliosi, con il solo merito di saper scegliere le proprie fonti.
Esaminiamo finalmente lo schema elettrico, passandone in rassegna, nei paragrafi che seguono, le parti salienti: lo stadio di pilotaggio, il trasformatore di uscita e la sezione alimentatrice (del tubo finale abbiamo già diffusamente trattato).

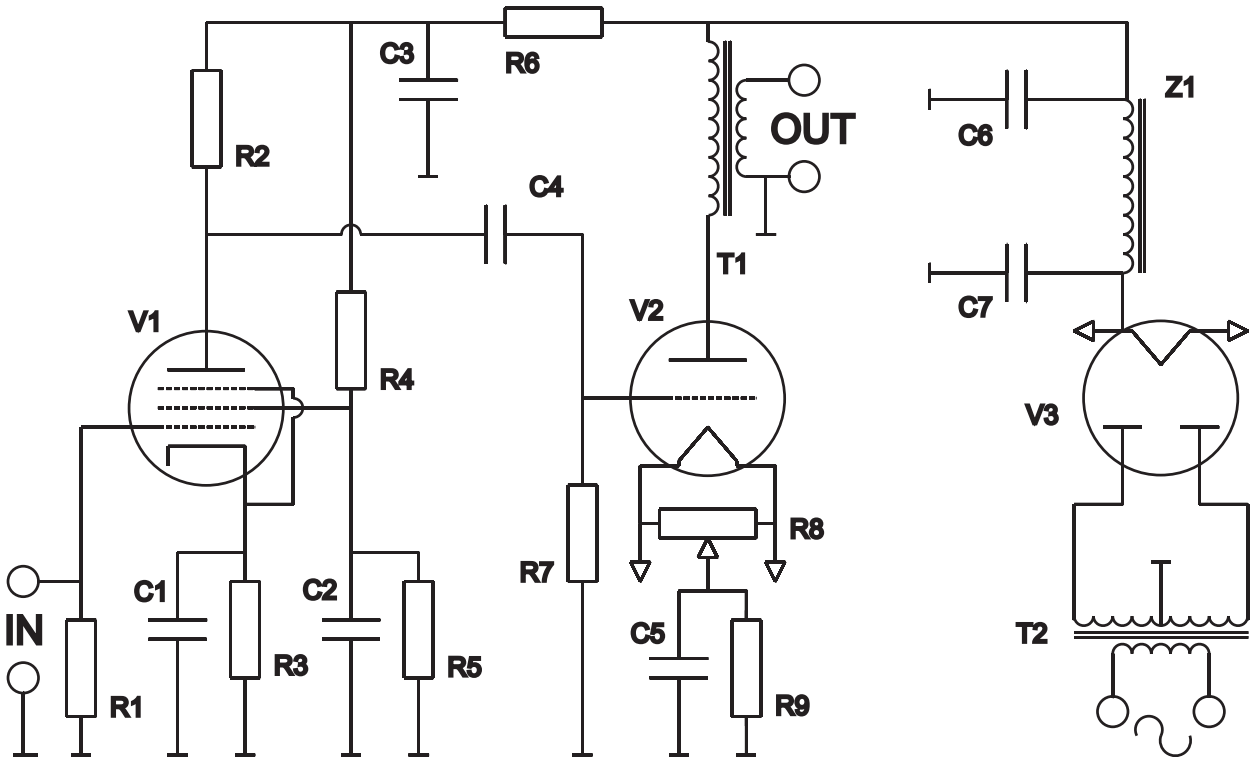


Figura 1 *Schema originale dell'amplificatore monotriodo progettato dalla Western Electric; questo circuito è ritenuto una eccellente applicazione dei migliori tubi per audio frequenza (WE310A, WE300B e WE274B). Ad esso la maggioranza dei progettisti, anche attuali, si è ispirata, assumendolo giustamente quale riferimento per semplicità e linearità progettuale*

Elenco componenti relativo al circuito di figura 1	
R1, R7	220 KΩ 1/4 W
R2	90 KΩ 1 W
R3	1.2 KΩ 1/4 W
R4	75 KΩ 1 W
R5	30 KΩ 1 W
R6	4.7 KΩ 5 W
R8	Trimmer 47 Ω a filo
R9	1 KΩ 10 W
C1, C5	100 µF 100V
C2	10 µF 250 V
C3	47 µF 500 V
C4	470 nF 1000 V
C6	220 µF 500 V
C7	100 µF 500 V
V1	WE 310A
V2	WE 300B
V3	WE 274B
T1	Trasformatore di uscita: • Primario 2.3 KΩ • Secondario 4/8 Ω
T2	Trasformatore d'alimentazione: • Primario 220V • Secondario 1: 2 x 350V 200mA • Secondario 2: 5V 3A (filamento 300B) • Secondario 3: 5V 3A (filamento 274A) • Secondario 4: 10V 2A (filamento 310A) *NB: per evitare inutili complicazioni a livello di disegno, non sono stati indicati nel circuito di figura 1 né i secondari per le alimentazioni dei filamenti, né le ovvie connessioni relative.*
Z1	Impedenza di filtro 10 H 50 Ω 100 mA

STADIO DI PILOTAGGIO

La funzione svolta dal primo stadio é quanto mai ovvia: esso deve amplificare il segnale in ingresso (dell'ordine di grandezza del Volt) fino a renderlo sufficiente al pilotaggio del tubo finale. Questo necessita, per una modulazione a fondo, di una tensione il cui valore di picco é uguale al potenziale negativo della sua griglia, pari, in media, ad una cinquantina di Volt o poco più. Per semplicità, il progettista ha scelto di non pilotare mai il tubo finale nella zona a tensione di griglia positiva; infatti, spingendosi a lavorare fino in questa particolare regione (classe "A2"), é molto difficile, seppure non impossibile, mantenere una eccellente linearità del segnale di pilotaggio, quando ad esso é richiesta una corrente significativa, legata indissolubilmente alla griglia positiva, che, oltre tutto, nasce senza troppa gradualità.

Per un ottimale pilotaggio di un tubo di potenza anche in classe A2 infatti, senza che si generi alcuna forma di distorsione, che in questo specifico caso sarebbe opportuno chiamare di interfaccia, è necessario che lo stadio driver sia in grado di erogare una più che discreta corrente e presentare una impedenza interna la più bassa possibile. La necessità che lo stadio eroghi corrente è ovvia: una valvola spinta in classe A2 presenta in ingresso un elevato assorbimento che deve essere sostenuto dal pilotaggio (vedere figura 2); forse meno intuitiva è l'esigenza che quest'ultimo presenti una contenuta resistenza interna. Per rendersi conto anche di questa ulteriore richiesta, basta considerare che la resistenza di ingresso del tubo di potenza non è più costante, ma piuttosto assai variabile in funzione non solo dell'ampiezza del segnale, ma anche della sua polarità. Poiché la corrente di griglia si presenta esclusivamente nel momento in cui il segnale di ingresso alla valvola fa assumere a questo elettrodo un potenziale positivo, può certamente accadere, anzi è la prassi, che nell'arco della medesima onda, per una parte di essa la impedenza di carico risulti elevata, mentre per un'altra parte risulti molto bassa: allorquando ciò si verifica, qualora l'impedenza di uscita dello stadio di pilotaggio non è adeguatamente contenuta, la variazione della impedenza di carico innesca una forma di distorsione assai perniciosa, detta appunto di interfaccia: infatti la diversa corrente che scorre nel circuito di griglia modula l'ampiezza del segnale, il quale in corrispondenza dei maggiori assorbimenti tende a diminuire, a causa dell'effetto di partizione tra la resistenza del generatore e quella dell'utilizzatore (vedere figura 3). Dunque lo stadio di pilotaggio ideale deve possedere una impedenza interna la più bassa possibile, congiuntamente alla capacità di fornire uno swing di tensione che, a causa dell'impiego della classe A2, supera sensibilmente il valore standard.

In realtà, stante gli innumerevoli vantaggi che comporta, nel nostro progetto spingeremo il tubo finale a lavorare in classe A2, ma, come precedentemente detto, il progettista della Western Electric ha optato per un funzionamento in assenza di corrente di griglia.
Nel caso qui considerato, lo stadio di pilotaggio deve fornire pertanto una tensione di diverse decine di Volt, praticamente senza erogazione di corrente, con una distorsione di entità trascurabile rispetto a quella del tubo di uscita ed inoltre, ed é qui il difficile, con un suo contenuto armonico che, lungi dall'alterare quello del tubo finale, in qualche modo si integri con esso, migliorandone, se possibile, l'equilibrio. Per ottenere tutto ciò, **é meglio, nel primo stadio, adoperare un pentodo od un triodo?**
L'uso del pentodo desta giustificate perplessità: potrebbe infatti sembrare che esso, con la sua predominanza di armoniche dispari (terza in particolare), non possa che peggiorare lo spettro della distorsione totale in uscita. Ma neppure l'uso del triodo é scevro da critiche, anzi tutt'altro: si verifica, infatti, utilizzandolo anche nello stadio di ingresso, che la sua seconda armonica, di fase opposta a quella del tubo di uscita, la controbilancia: ciò non é positivo, in quanto altera il regolare andamento dello spettro della distorsione a favore della terza. Un chiaro esempio di questo asserto é in figura 4, dove é rappresentato il grafico della distorsione, anche ripartito per armoniche, della combinazione in cascata di due triodi, il primo utilizzato come preamplificatore ed il secondo come finale di potenza, da confrontare con gli andamenti riportati in figura 5, relativi sempre al medesimo tubo d'uscita, considerato da solo: la monotonicità é salva, ma non é possibile dire altrettanto per l'equilibrio. Accade in realtà il fenomeno della cancellazione armonica che si verifica nel caso di accoppiamento di più stadi posti in cascata, tutti caratterizzati dal medesimo andamento della distorsione armonica, così come esaminato nel primo dei nostri incontri (FE n.253/254). E allora, dov'é la soluzione ottimale? Come già detto in altre occasioni, non esiste una tecnica a priori vincente, ma vanno verificate tutte le possibili soluzioni alla ricerca di quella che comporta il miglior compromesso. Un felicissimo equilibrio é quello raggiunto dai progettisti della Western Electric che hanno adottato per l'ingresso uno stadio, per giunta ad alto guadagno (cosa che non guasta mai), equipaggiato con un pentodo. Il punto di lavoro ed il carico anodico del tubo di pilotaggio sono stati meticolosamente studiati per un matrimonio sonico davvero felice tra le due valvole: la bontà dell'accoppiamento é testimoniato dalla misura del degrado armonico della distorsione, che risulta praticamente ideale fino alla potenza massima prima del clipping.

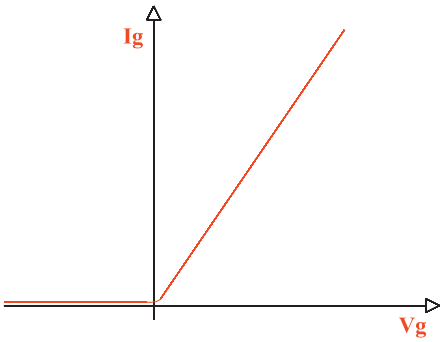


Figura 2 *Andamento della corrente di grigia al variare del potenziale della stessa: come è possibile osservare, detta corrente nasce senza troppa gradualità non appena il potenziale diviene maggiore di zero e cresce linearmente con esso*

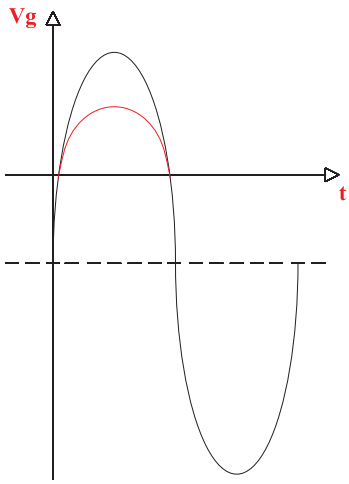


Figura 3 *È evidenziato in rosso il reale andamento, fortemente distorto, della tensione di ingresso allo stadio di potenza a causa dell'assorbimento di corrente da parte della grigia, da confrontare con quello ideale riportato in nero: tale distorsione è detta di interfaccia dal momento che si genera qualora lo stadio di pilotaggio non è opportunamente dimensionato.*

TECNICHE DI ACCOPPIAMENTO TRA LO STADIO DI PILOTAGGIO E QUELLO DI POTENZA

Consideriamo ora il tipo di accoppiamento tra il primo ed il secondo stadio; si hanno tre possibilità fondamentali:

- Accoppiamento a trasformatore (vedi figura 6)
- Accoppiamento a resistenza e capacità (vedi figura 7)

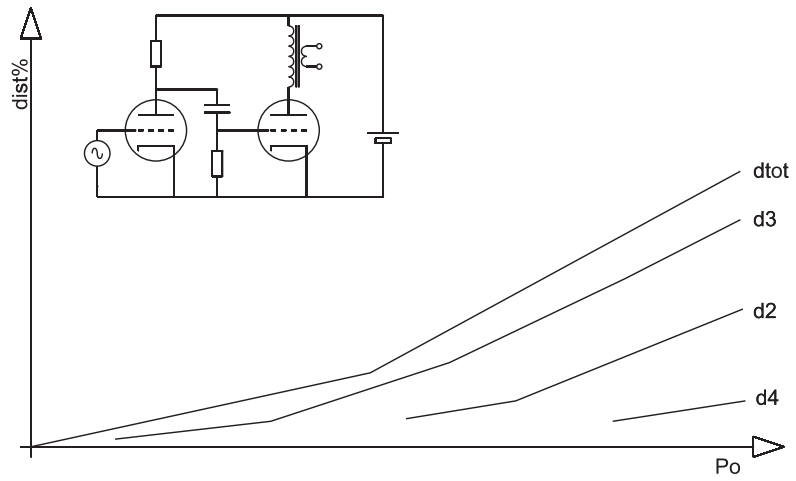


Figura 4 *Grafico della distorsione, ripartito per armoniche, della combinazione in cascata di due triodi, il primo utilizzato come preamplificatore ed il secondo come finale di potenza*

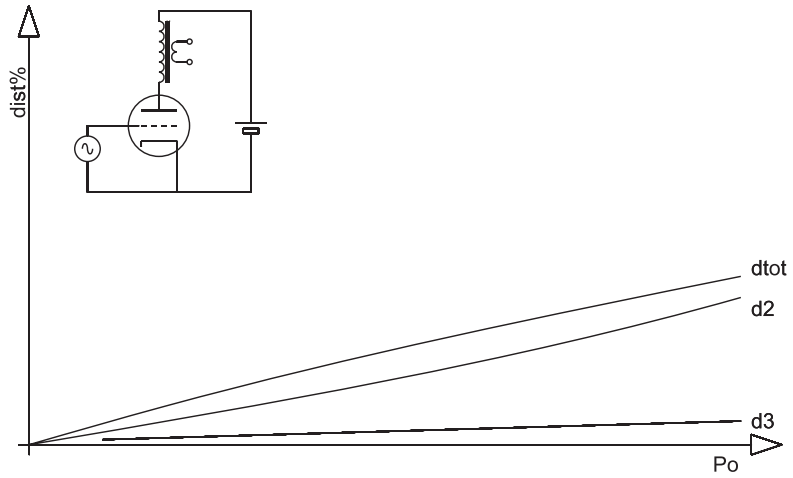


Figura 5 *Grafico della distorsione, analogo a quello riportato in figura 4 e con esso da confrontare, relativo sempre al medesimo tubo d'uscita, considerato però da solo*

- Accoppiamento diretto (vedi figura 8)

È immediatamente da scartare l'accoppiamento a trasformatore (il più antico): il suo uso si giustificherebbe solo se si fosse scelto di lavorare anche nella regione a Vg positiva, caratterizzata da corrente di griglia consistente, cosa invece evitata per motivi di semplicità circuitale. Inoltre, quand'anche la tensione necessaria all'ingresso del tubo di uscita fosse stata molto alta ed avesse potuto aiutare non poco la interposizione di un trasformatore di accoppiamento con rapporto spire in salita, sarebbe stato di certo preferibile studiare uno stadio di pilotaggio ad altissimo swing di tensione, piuttosto che introdurre un componente tanto critico quanto costoso: per rendersene conto, basta dare un'occhiata a quanto scritto più avanti nel paragrafo dedicato al trasformatore di uscita. Anche nel caso del trasformatore di pilotaggio, infatti, essendo esso percorso dalla corrente anodica del primo stadio che genera un flusso magnetico fisso ed unidirezionale non bilanciato, si ripetono identicamente tutte le considerazioni che andremo a fare per quello di uscita, solo leggermente meno critiche per la potenza in gioco nettamente minore. Non è opportuno considerare il trasformatore come una bestia nera, ma dove é possibile evitarne l'uso, bisogna di certo farlo, anche se questo dovesse costare un maggior impegno progettuale; in merito poi al settore delle autocostruzioni, si deve tenere in giusto conto che, troppo spesso, le realizzazioni amatoriali peccano qualitativamente proprio in relazione a questo componente, sempre di reperibilità problematica.

Restano gli altri due tipi di accoppiamento: il secondo, detto "a resistenza e capacità", è quello prescelto dalla Western Electric per la sua indubbia praticità, considerando anche che, con l'impiego di un valido condensatore d'accoppiamento, i risultati ottenibili sono di ottimo livello.

Concludiamo ora la carrellata con delle brevi note sull'accoppiamento diretto, in teoria il più efficace. Loftin e White introdussero per primi l'accoppiamento diretto in un'epoca (siamo nel 1929) che giustamente l'accolse come una vera e propria rivoluzione: riportiamo alla figura 9, nella sua veste originaria, il loro elegante e geniale circuito, dall'importanza non solo storica, ma anche pratica. Due considerazioni importanti sul circuito di Loftin e White:

- L'accoppiamento interstadio diretto, seppure molto importante per la conseguente soppressione di una scomoda costante di tempo, non deve far gridare al miracolo, poiché solo apparentemente significa l'eliminazione delle capacità dal percorso del segnale, in quanto il ritor-

no del trasformatore di uscita é effettuato, e non potrebbe essere altrimenti, attraverso l'alimentatore, che é ad uscita capacitiva.

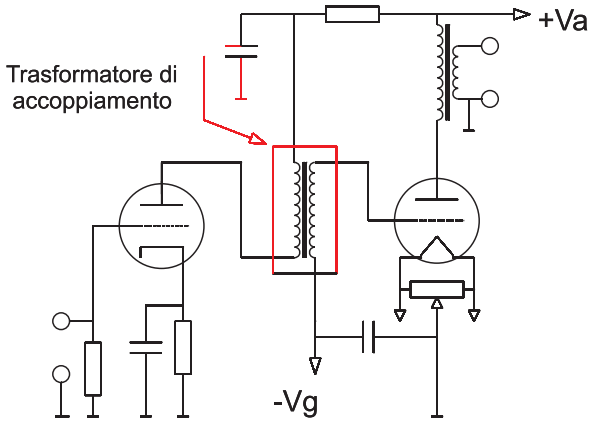


Figura 6 *Accoppiamento a trasformatore: l'uso di tale tecnica non è molto frequente dal momento che, a differenza di quanto erroneamente si crede, non elimina i condensatori dal percorso del segnale, tutt'altro; in questo caso infatti, le capacità interessate, rispetto al più semplice accoppiamento RC, addirittura si raddoppiano (in figura esse sono evidenziate col colore rosso). Il trasformatore si rivela invece molto utile, in particolari casi addirittura indispensabile, allorquando si sceglie di far lavorare il tubo di potenza anche nella regione a Vg positiva, caratterizzata da corrente di griglia consistente*

- La tecnica adottata é valida e brillante soprattutto nella misura in cui é logica e semplice: portiamo la griglia del tubo finale ad un potenziale più alto, aumentando la caduta di tensione sulla resistenza di polarizzazione catodica; ciò consente un collegamento diretto che defi-

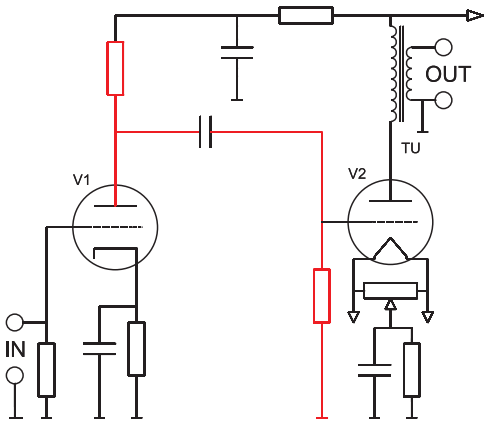
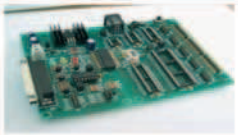


Figura 7 *Accoppiamento a resistenza e capacità: il suo limite è quello di non consentire un pieno trasferimento energetico del segnale, ma di converso è indubbiamente il più semplice da implementare a livello progettuale; inoltre, con l'impiego di un valido condensatore d'accoppiamento, i risultati con esso ottenibili sono di ottimo livello sonico*

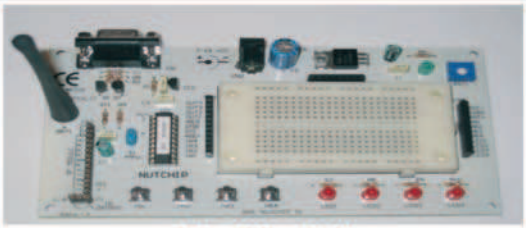
Electronic ARTEK Solutions

Con Artek hai l'elettronica a portata di un click.
Esplora il nostro sito, ogni mese scoprirai le novità dell'Elettronica, il mondo dei Microcontrollori, nuovi sensori e strumenti per progetti di Robotica.
Inoltre strumenti di misura digitali professionali interfacciati al pc per il laboratorio



Artek ti offre un modulo per programmare i PIC Microchip con funzioni di debug e test a soli 62 Euro IVA compresa.
Visita il nostro sito per sapere di più sul C-Project C-170.

Costruisci un Robot con il BASIC Stamp
il microcontrollore più famoso e diffuso fra gli appassionati di Robotica per la sua semplicità d'uso e la vasta gamma di accessori



BoeNut 01
stazione di lavoro completa per **Nutchip**

Strumenti digitali di misura su porta USB
- due canali
- 12 bit di risoluzione
- ingresso fino a 100 MHZ

Puoi avere questa mini-telecamera **a colori,** completa di **ricevitore** e **microfono** ad un prezzo che non ha eguali !

La nostra vetrina è on-line all'indirizzo www.artek.it : puoi controllare le caratteristiche, i prezzi e ordinare da subito ciò che ti occorre. Puoi contattarci con una e-mail a diramm@artek.it inviando un fax allo 0542 688405 oppure chiamando i nostri uffici allo 0542 643192
dalle 9 alle 13:30 e dalle 14:30 alle 18 dal Lunedì al Venerdì Codice MIP **256057**

niremmo naturale, anche se necessita di una alimentazione anodica molto più alta e di qualche accorgimento (ed é qui la genialità del progetto), per mantenere stabili i potenziali di tutti gli elettrodi dei tubi.

Evidenziamo, infine, il principale difetto del circuito di Loftin e White, che in qualche modo rende in buona parte obsoleta la tecnica implementata da questi due progettisti: in riferimento alla valvola di pilotaggio, eventuali malfunzionamenti, il disinserimento dallo zoccolo od ancora il ritardo del riscaldamento rispetto a quello del secondo tubo, portano ad una quasi istantanea distruzione di quest'ultimo, che vedrebbe così la propria griglia portata al potenziale anodico, con conseguente elevatissimo aumento della corrente assorbita.
Introdurre un'adeguata temporizzazione nell'alimentazione anodica ed un fusibile in serie al catodo, potrebbe essere una soluzione al problema. Al momento opportuno, in uno dei prossimi articoli, presenteremo delle inedite tecniche di accoppiamento diretto tra gli stadi che, pur conservando tutti i vantaggi del sistema escogitato da Loftin e White, ne evitano i difetti ed aggirano alcune limitazioni intrinseche nel sistema.

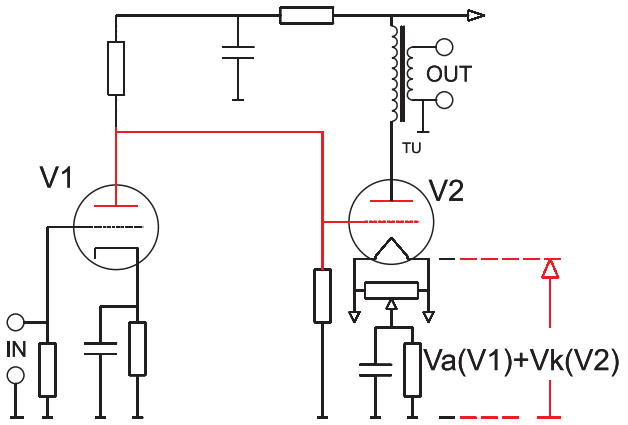


Figura 8 *Accoppiamento diretto: a giusta ragione ritenuto il più efficace, anche se non sempre di facile implementazione*

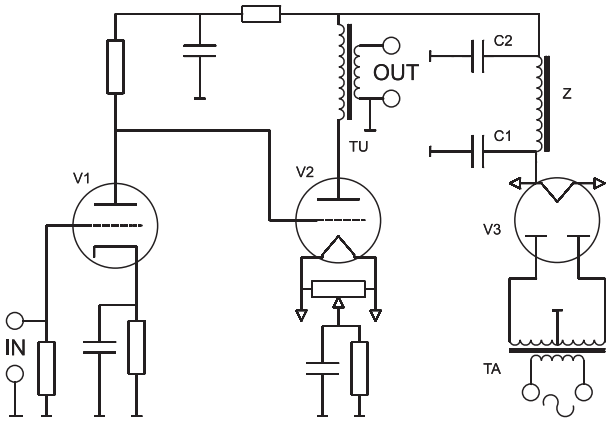


Figura 9 *Monotriodo ad accoppiamento diretto proposto da Loftin e White: schema elettrico assolutamente simile a quello tradizionale, nel quale però è stato introdotto, in maniera invero assai semplicistica, l'accoppiamento diretto tra i due stadi. Questo circuito, benché presenti più di un limite importante e sia stato superato dai sistemi di più recente progettazione, conserva tutta la sua importanza storica e non solo tale, grazie ai numerosi spunti che da esso si possono trarre.*

TRASFORMATORE DI USCITA

Iniziamo con qualche brevissimo cenno di teoria, che consentirà anche ai non tecnici di comprendere le osservazioni che seguiranno. Affinché vi sia un buon trasferimento energetico tra il generatore, nel nostro caso la valvola finale, e l'utilizzatore, nel nostro caso l'altoparlante, é necessario che le loro impedenze coincidano. Ciò non si verifica mai: in particolare qui, ad un carico ottimale di qualche migliaio di ohm per il tubo, si contrappone un'impedenza dell'altoparlante solo di pochi ohm. Il trasformatore ha proprio la funzione di adattare questi due valori, consentendo un corretto trasferimento energetico; esso é idealmente, come si dice in gergo tecnico, trasparente alla potenza: quanta potenza entra, tanta ne esce, seppure relativa ad una differente coppia tensione corrente. Il trasformatore é costituito da due avvolgimenti, detti primario e secondario, posti sul medesimo circuito magnetico, tanto da poter asserire che a ciascuno di essi si concatena il medesimo flusso. Da una lunga trattazione teorica, che ovviamente esula dai limiti di queste righe, si ricava che:

$$(N1/N2)^2 = Z1/Z2.$$

Nella formula, N1 e N2 rappresentano il numero di spire del primario e del secondario, mentre Z1 e Z2 le rispettive impedenze. Per semplicità commettiamo l'approssimazione di considerare coincidente il rapporto spire con quello di trasformazione, sia sotto carico, sia a vuoto, in quanto ciò non comporta alcuna inesattezza concettuale. Il tubo di uscita vede l'impedenza dell'altoparlante moltiplicata per il quadrato del rapporto di trasformazione: esemplificando, per un trasformatore con rapporto spire pari a 20, il carico offerto al tubo finale sarà pari a 3200 ohm, qualora l'altoparlante posto al secondario del trasformatore abbia una impedenza di 8 ohm; nel caso quest'ultima fosse di 4 ohm, al primario avremmo

ovviamente 1600 ohm. Un'osservazione: l'impedenza nominale del primario, indicata dal costruttore del trasformatore, non é un valore assoluto ma relativo; infatti é quella che si vede chiudendo il secondario con l'impedenza nominale prevista e varierà in concomitanza alle variazioni di quest'ultima. Di converso, poiché il trasformatore é un componente reversibile, l'altoparlante vedrà, quale resistenza interna del generatore che lo alimenta, quella del tubo di uscita, divisa per il quadrato del rapporto spire: quindi, più é contenuta la resistenza interna del triodo di potenza, più é alto lo smorzamento. Spesso é possibile, in questo tipo di circuiti, evitare l'uso della controreazione, che, come noto, abbassa il valore della impedenza interna di un fattore pari alla sua entità, o, se é proprio indispensabile, contenerla al massimo. Quanto indicato in queste ultime righe potrebbe non risultare chiaro per alcuni di voi; nessun timore, ritorneremo sull'argomento in più d'una circostanza.

Seppure concettualmente un trasformatore di alimentazione ed uno di uscita per audiofrequenza siano simili, essi sono profondamente differenti a livello realizzativo a causa delle diverse prestazioni richieste. Da un trasformatore di bassa frequenza, infatti, si pretende un comportamento pressoché ideale (bassa perdita di inserzione, contenuta distorsione, ecc.) in un ampio spettro di frequenze (almeno tutta la banda audio), con trascurabili attenuazioni e rotazioni di fase del segnale in transito. Ottenere tutto ciò é particolarmente difficile. Si dimostra che, a parità di circuito magnetico, é necessario aumentare il più possibile il numero delle spire del primario e conseguentemente quelle del secondario (queste due grandezze sono intervincolate dal valore del rapporto di trasformazione), per migliorare il funzionamento alle frequenze più basse, mentre ciò é controproducente per il buon andamento della parte alta della gamma, oltre a comportare una diminuzione del rendimento. Non possiamo qui approfondire l'argomento che presenta aspetti molto complessi: ci limitiamo ad evidenziare che le diverse esigenze condurrebbero a soluzioni in contraddizione tra loro; per quanto sia generalizzato l'uso di alcune tecniche particolari, tra le quali la più nota é segmentare in più parti gli avvolgimenti, ciò rende oltremodo problematica la corretta scelta dell'inevitabile compromesso, che solo pochi costruttori di provata esperienza nel settore possono garantire. A complicare ulteriormente le cose nel nostro caso particolare, quello dello stadio di uscita singolo, dobbiamo aggiungere che il primario del trasformatore costituisce anche il ritorno dell'alimentazione anodica del tubo di uscita. Questa corrente, di entità non trascurabile, che non é bilanciata come nel caso del circuito controfase, provoca una magnetizzazione permanente che può comportare la saturazione del nucleo, con generazione di distorsione di elevatissima ampiezza. Si ovvia a ciò, evitando la completa chiusura del circuito magnetico, con l'inserimento di una piccolissima interruzione (traferro): la sua presenza però obbliga, per l'ottenimento di una buona induttanza del primario (che, se insufficiente, limita la risposta alle basse frequenze) ad utilizzare più spire con conseguente aumento della induttanza di fuga, della resistenza degli avvolgimenti e delle capacità parassite con dannosi effetti per il rendimento e la risposta alle alte frequenze. Il valore dell'ampiezza del traferro é di difficile calcolo, in quanto anch'esso va scelto come compromesso tra opposte esigenze: se é più alto, si ha una migliore linearità, un maggior livello di saturazione del circuito magnetico, ma anche una sua minore efficienza, con le importanti ripercussioni su accennate che influenzano il comportamento globale del trasformatore. Tutto ciò rende più complessa e quindi onerosa la realizzazione.

Molte sono le prove che possono essere eseguite su di un trasformatore per valutarne la bontà; ecco elencate le principali:

- Risposta in frequenza alla potenza nominale: é importante che il componente risponda con deviazioni dalla linearità al massimo di un decibel nella gamma di frequenze da 20 a 20.000 Hz, ma é anche essenziale che, al di fuori di questa, il decadimento dell'ampiezza avvenga in modo graduale, assolutamente senza alcun picco di risonanza.
- Spettro della distorsione: l'inserimento del trasformatore non deve alterare in modo consistente né la qualità, né la quantità della distorsione armonica; la prova va condotta per tutte le frequenze ed a diverse potenze.
- Verifica della resistenza degli avvolgimenti e della loro induttanza: questi valori, unitamente

alle misure di distorsione armonica alle frequenze inferiori a 100 Hz, possono dare valide indicazioni sul comportamento alle frequenze più basse ed in genere sul rendimento.
- Prove di restituzione dell'onda quadra.

Segnaliamo l'importanza di quest'ultima misura, la quale, pur essendo di semplice attuazione (bastano un generatore ed un oscilloscopio), soprattutto se effettuata con carichi reattivi, oltre che resistivi, è estremamente rivelatrice della qualità non solo del trasformatore di uscita, ma anche di tutta la circuitazione in generale.
Abbiamo scritto queste note sul trasformatore perché, per quanto assolutamente non esaustive, evidenzino, senza mezzi termini, l'importanza assoluta della sua qualità: troppo spesso esso costituisce il vero limite delle realizzazioni amatoriali e non.

ALIMENTATORE

Benché oggi nessuno più nega l'importanza dell'alimentatore e la notevole influenza da esso esercitata sul suono di una apparecchiatura d'amplificazione, riteniamo importante esaminare a livello teorico le interazioni che si innescano tra stadio alimentatore e stadio amplificatore.
Consideriamo a tal fine il semplice circuito di figura 10: in esso é schematizzato uno stadio di amplificazione valvolare a catodo comune, quale é quello finale del monotriodo, con l'alimentatore simbolicamente rappresentato da un generatore ideale di tensione continua Vdc, in serie ad un altro generatore di tensione, questa volta alternata, Vac, ed infine, sempre in serie, una resistenza Ro. Vdc é la componente continua della tensione di uscita dell'alimentatore, perfettamente stabile nei confronti delle variazioni della rete ed immune da qualunque forma di disturbo, Vac é la componente alternata che é a sua volta composta da diverse aliquote, di cui, quella di maggiore interesse in questo particolare caso, é certamente la ondulazione residua dopo il raddrizzamento ed il filtraggio: importante oltre alla entità di questa componente é il suo contenuto armonico. Poiché, per la presenza del condensatore di filtro, la conduzione dei diodi raddrizzatori non avviene per tutto il periodo ma per un tempo ristretto, con dei fronti di commutazione che potrebbero essere anche molto ripidi, lo spettro di questo segnale si estende in genere fino a frequenze piuttosto alte (oltre 100 volte quella della fondamentale), con ampiezze significative. Il caso peggiore é quello di un raddrizzatore a stato solido in un circuito con bassissime resistenze serie ed una capacità di filtro elevata: la situazione migliora grandemente con l'impiego di un tubo raddrizzatore, grazie alla più graduale commutazione da esso offerta.
Allo scopo di chiarire al massimo la interazione tra alimentatore e stadio finale single ended, abbiamo volutamente semplificato il circuito di figura 10 in quello riportato in figura 11, dove sono state trascurate tutte le grandezze inessenziali: c'è solamente rappresentata, per la sezione amplificatrice, la resistenza interna del tubo (ra) e quella di carico (Rl), mentre per la sezione alimentatrice, ci siamo limitati al solo generatore di disturbi (Vac). In questa estrema semplificazione risulta assai evidente che più è piccola ra rispetto a Rl, più l'intero segnale di disturbo dell'alimentatore si trasferisce ai capi del carico. Una importante osservazione: quanto qui evidenziato accade ovviamente anche per gli stadi di pilotaggio ad accoppiamento trasformatorico.
Ricapitolando, risulta chiaro che il segnale di disturbo del nostro alimentatore si presenta, seppure con ampiezza ridotta, all'uscita dell'amplificatore inquinandola: é necessario, pertanto, attenuarlo al massimo. Nel caso di un preamplificatore, grazie alle basse correnti in gioco, é abbastanza agevole operare elettronicamente una efficace azione di filtro, mentre per lo stadio di potenza non si prevede, in genere, che l'impiego di un'induttanza, come in realtà si verifica per il circuito della Western Electric. Tuttavia, come il condensatore é ben lungi dall'essere un componente perfetto (per le sue non sempre trascurabili resistenza ed induttanza serie), allo stesso modo una impedenza di filtro é affetta da elevate capacità parassite, che consentono alle componenti del disturbo a più alta frequenza di scavalcarla e presentarsi all'uscita, soltanto molto modestamente attenuate. È necessario, pertanto, minimizzare all'origine la generazione di queste componenti, adottando un tubo raddrizzatore al posto dei diodi, rigorosamente selezionato in funzione delle sue prestazioni soniche. La Western Electric ha scelto il tubo, ovviamente di sua produzione, WE274B, adattissimo per questo impiego: esso ha, ai nostri occhi, l'unico difetto di una difficilissima reperibilità.

Passiamo finalmente a considerare Ro, che é rappresentativa della resistenza interna dell'alimentatore: essa é in serie al segnale audio e, perché il suo effetto possa ritenersi trascurabile, é necessario che il suo valore sia enormemente più piccolo di quello della resistenza di carico; dobbiamo inoltre considerare che, ipotizzando esclusivamente resistiva l'impedenza dell'alimentatore, si commette un'ingiustificata semplificazione: la sua componente reattiva non é infatti trascurabile, anzi é spesso preponderante ed enfatizza, specie a certe frequenze, i fenomeni negativi innescati dalla sua presenza. Per minimizzarli, é necessario che il valore del condensatore di uscita dell'alimentatore, C6 in figura 1, sia il più alto possibile, offrendo, con la sua bassa reattanza capacitiva, un facile percorso di ritorno anche alle componenti a più bassa frequenza del segnale. Poiché però, a condensatori di elevata capacità, anche se non elettrolitici e di eccellente fattura, é sempre legata una resistenza ed induttanza serie non trascurabi-

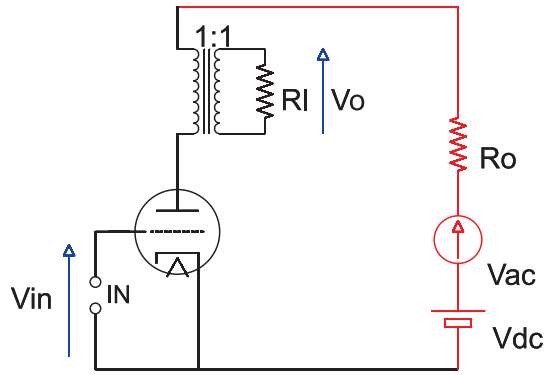


Figura 10 *Circuito di principio della sezione finale di un amplificatore single ended connesso all'alimentatore, punto di partenza per lo studio delle reciproche influenze.*

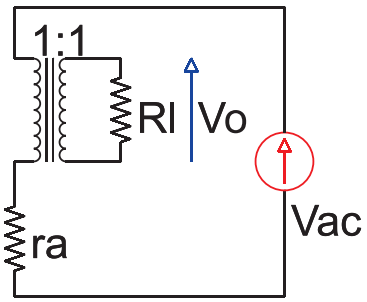


Figura 11 *Allo scopo di chiarire al massimo la interazione tra alimentatore e stadio finale single ended, abbiamo volutamente trascurato in questa figura, rispetto a quella precedente, tutte le grandezze inessenziali: c'è solamente rappresentata, per la sezione amplificatrice, la resistenza interna del tubo (ra) e quella di carico (Rl), mentre per la sezione alimentatrice, ci siamo limitati al solo generatore di disturbi (Vac). In questa estrema semplificazione risulta assai evidente che più è piccola ra rispetto a Rl, più l'intero segnale di disturbo dell'alimentatore si trasferisce ai capi del carico.*

li, oltre che scegliere un componente ottimizzato sotto questo aspetto, é consigliabile porvi in parallelo una o più capacità, di valore più contenuto e quindi presumibilmente affette da minori perdite alle frequenze elevate. A causa della presenza di Ro, inoltre, il segnale audio modula la tensione in uscita all'alimentatore; poiché questa, riportata al primo stadio, può innescare fenomeni di intermodulazione e di reazione a frequenze molto basse, é presente un'ulteriore cella di filtro, questa volta di tipo RC (R6 e C3 in figura 1) che, ovviamente, contribuisce anche ad una consistente riduzione del ripple del potenziale destinato allo stadio di pilotaggio.
Parliamo, infine, della alimentazione dei filamenti, che é in alternata per tutti i tubi. Per la valvola finale, essendo a riscaldamento diretto ed avendo quindi il catodo coincidente con il filamento, potrebbe convenientemente avvenire in continua per evitare il fastidioso ronzio alla frequenza di 50Hz, distinguibile facilmente dal ripple residuo, eventualmente presente sull'anodica per insufficiente filtraggio, che ha invece la frequenza di 100Hz. L'alimentazione in continua del filamento della valvola di potenza comporta però anche una incostanza del potenziale dell'elettrodo virtuale (il catodo), con il conseguente sbilanciamento del funzionamento ed un più rapido esaurimento: c'è pertanto chi preferisce l'alimentazione in alternata, inserendo però, come indicato in figura 1, un trimmer per il bilanciamento della componente alternativa della tensione, da regolare ovviamente per il minimo ronzio (a 50Hz) in uscita.
Per il primo tubo invece, pur non essendo di certo controindicata, é probabilmente inutile l'alimentazione in continua del filamento; si può, invece, aggiungere all'alternata, rispetto al disegno originale, una leggera polarizzazione positiva, che, rendendo il catodo negativo rispetto al filamento, fa sì che il primo respinga gli elettroni dispersi dal secondo, i quali possono risultare causa di ronzio, in quanto modulati alla frequenza di rete.

CONCLUSIONI

Abbiamo, nel corso di questo articolo, analizzato, ci auguriamo in modo chiaro ed esauriente, le problematiche tecniche relative agli amplificatori monotriodo. In estrema sintesi, possiamo così ricapitolare il tutto: il loro schema elettrico é volutamente basato su una totale dissimmetria (per non alterare il contenuto di armoniche di ordine pari della distorsione), con controreazione bassa o nulla (quanto basta per raggiungere un sufficiente fattore di smorzamento); tutto é studiato per ottenere uno spettro della distorsione con il livello delle armoniche decrescente con la frequenza e monotonicamente crescente con la potenza erogata.
L'obiettivo, perseguito ed anche raggiunto dai progettisti della Western Electric, non é stato quello di minimizzare la distorsione, quanto piuttosto, di ottimizzarne la qualità, alla luce delle esigenze del nostro sistema uditivo: con immagine non tecnica, ma efficace, si potrebbe asserire che l'amplificatore in questione distorce sì, ma in modo musicale, non sgradevole all'orecchio.
Pochi ma sceltissimi sono i componenti, dalle prestazioni quasi ideali, impiegati in una sapientissima miscela, nella quale l'ingrediente forse più prezioso, vero segreto della trasparenza sonora, é la essenzialità della topologia circuitale, semplice ma mai semplicistica.
Riteniamo, infine, che soltanto due sono le strade veramente valide per la realizzazione, amatoriale od industriale che sia, di un amplificatore monotriodo; la prima conforme ai dettami tradizionali, che parte dall'impiego di una circuitazione classica, nell'ambito della quale apportare (con competenza e grande giudizio) quel minimo di variazioni che la componentistica moderna esige: costo altissimo, ma anche certezza di risultati sonici al top sono le sue peculiarità. L'alternativa é pensare a tecniche particolari ed inedite che consentano di adottare economici sostituti alla componentistica originaria, modificando di conseguenza lo schema, ma senza assolutamente snaturarne l'essenza e comprometterne le prestazioni.
Sarà nostro impegno, in un futuro assai vicino, già a partire dal prossimo numero di FE, presentarvi un validissimo kit, ricco di innovazioni circuitali che consentiranno veri miracoli: con una ridicola frazione del costo del monotriodo classico, vi sarà proposto un amplificatore dall'ottimo suono, forse altrettanto buono: illusione o concreta conquista? Lo constateremo insieme, al più presto.

Codice MIP256052

Nel numero in edicola

COVER STORY
Prjàk:
Un ampli single-ended parallelo con una coppia di 2A3 per canale

TEORIA
La corrente, la distorsione, l'emissione acustica...

Operazionali a reazione di corrente

PRATICA
Una tromba non risonante

B.J. Tube: service & upgrade

SPECIALE "FARE ELETTRONICA"
Alimentatori per uso audio Terza Parte

PROFESSIONALE
L'armonizzatore

Codice MIP 256063

www.costruirehifi.net - redazione@costruirehifi.net

Tel. 0744.43.36.06 - 0744.44.13.39
www.blupress.it - info@blupress.it

Sensori per la misura

Passiamo in rassegna i sensori di temperatura più conosciuti, analizziamone le caratteristiche, i loro pregi e i loro difetti. Esaminiamo poi i circuiti di misura che permettono di utilizzarli al meglio.

La temperatura è forse la grandezza fisica più misurata in assoluto dai dispositivi elettronici, probabilmente perché da essa dipendono moltissime cose, non ultima la nostra sensazione di benessere personale. La misura della temperatura è quindi un problema di ampio interesse che si pone in moltissimi settori applicativi. In questo articolo prenderemo in considerazione i tipi di sensori di temperatura più comunemente utilizzati, valutandone i loro pregi e i loro difetti, successivamente concentreremo la nostra attenzione sui sensori di temperatura PT100, motivandone la scelta.

PARAMETRI CARATTERISTICI DEI SENSORI DI TEMPERATURA

Esistono diverse tipologie di sensori di temperatura, ma non ne esistono di migliori in senso assoluto. Infatti, nella scelta di un sensore di temperatura, occorre sempre valutare diversi parametri in base alle necessità dell'applicazione per la quale stiamo progettando il sistema di misura della temperatura.
Tipicamente questi parametri sono:

- Costo del sensore
- Range di temperatura misurabile dal sensore
- Precisione del sensore nel range utile
- Linearità della curva caratteristica del sensore
- Dimensioni e caratteristiche costruttive del sensore
- Tempo di risposta del sensore
- Complessità del circuito elettronico necessario per il funzionamento del sensore

Vediamo di analizzarli nel dettaglio.
Il parametro costo, benché fondamentale in qualunque progetto, ha bisogno di pochi commenti: è evidente che sarà opportuno scegliere il sensore che, pur garantendo le specifiche dettate dall'applicazione, costi il meno possibile. Normalmente il costo del sensore aumenta all'aumentare della precisione dello stesso, dove per precisione si intende il grado massimo di incertezza che il sensore esibisce, in determinate condizioni, sulla misura della temperatura.
Il range di temperatura misurabile determina la temperatura minima e massima che il sensore può misurare senza deteriorarsi o senza degradare eccessivamente la sua precisione. Ad esempio i termistori (PTC o NTC), che vedremo in seguito, vengono spesso utilizzati in un range di temperatura piuttosto limitato perché al di fuori di esso mostrano una forte non-linearità nella curva caratteristica Temperatura-Resistenza.
La precisione del sensore è uno dei parametri più importanti da valutare in base alle reali necessità della misura da effettuare, in quanto determina in larga parte il costo del sensore stesso. La precisione del sensore, come già accennato, indica la massima incertezza sulla misura che il sensore esibisce senza nessuna calibrazione. Tale incertezza, normalmente misurata come un scostamento in gradi centigradi in più e in meno rispetto ad una determinata temperatura (in genere 0 °C o 25 °C), in realtà non è mai costante per tutto il range di temperatura misurabile dal sensore, ma varia anch'esso in funzione della temperatura. Pertanto, come vedremo, si definiscono delle classi di precisione che definiscono degli scostamenti massimi dalla temperatura nominale in diversi punti di temperatura. La precisione del

della temperatura

di Marco Raimondi

sensore non necessariamente determina la precisione del sistema di misura che lo utilizza, infatti ho parlato di incertezza del sensore senza nessuna calibrazione, poiché il circuito di misura può prevedere una serie di regolazioni, hardware o software, per calibrarlo, cioè per correggere, almeno in parte e limitatamente al range utile, il grado di incertezza del sensore.
La linearità della curva caratteristica del sensore, di cui parleremo in seguito, va di pari passo con la sua precisione, nel senso che, se il circuito di misura non prevede una compensazione della non-linearità del sensore, quest'ultima inciderà ulteriormente sul grado di precisione dell'intero sistema di misura. È evidente che dover linearizzare un sensore, mediante un circuito elettronico o del firmware su un microcontrollore, è piuttosto gravoso pertanto, nella scelta del sensore, è importante valutare se ciò si renda necessario o meno in base alla precisione di misura necessaria. Le dimensioni e le caratteristiche costruttive del sensore sono determinate dal tipo di applicazione con cui abbiamo a che fare: ad esempio in ambito alimentare è obbligatorio l'uso di sensori incapsulati in materiali come l'acciaio inossidabile per evitare contaminazioni, mentre per misurare la temperatura di un'aletta di raffreddamento di un dispositivo di potenza occorrerà impiegare un sensore di piccole dimensioni, cioè con bassa inerzia termica, in modo che possa "seguire" senza ritardi eventuali repentine variazioni di temperatura, permettendo ai circuiti di protezione di intervenire tempestivamente. L'esempio ora proposto introduce un altro parametro da tenere in considerazione nella scelta di un sensore: il tempo di risposta. Questo parametro indica il tempo che un sensore impiega per raggiungere l'equilibrio termico con il mezzo che lo circonda in seguito ad una determinata e repentina variazione della temperatura di quest'ultimo. Questo tempo dipende da molti fattori tra cui: il mezzo che circonda il sensore (aria, acqua, olio, etc.), il flusso del mezzo (aria ferma, corrente di aria, etc.) ma soprattutto le caratteristiche costruttive del sensore stesso. In realtà, poiché l'equilibrio termico del sensore con il mezzo circostante è una funzione che tende ad un valore finale di temperatura, spesso il tempo di risposta rappresenta il tempo impiegato a raggiungere il 50% o il 90% del valore di temperatura finale. Il costruttore deve quindi specificare le condizioni in cui il tempo di risposta viene misurato.
La complessità del circuito elettronico che il sensore richiede per funzionare correttamente, è un altro parametro da valutare attentamente: ci sono infatti sensori come i termistori e i PT100 che necessitano di una corrente di eccitazione, ed altri, come le termocoppie, che anche se non necessitano di correnti di eccitazione, richiedono circuiti di compensazione a volte anche complessi. Da questo punto di vista alcuni sensori integrati risolvono il problema alla radice fornendo l'uscita del sensore direttamente in digitale, integrando al suo interno il circuito di condizionamento e di conversione del segnale analogico di partenza.

TIPOLOGIE DI SENSORI DI TEMPERATURA

I tipi di sensori di temperatura più utilizzati in ambito consumer e industriale sono sostanzialmente di 4 tipi (figura 1):

- Sensori integrati (con uscita analogica o digitale)
- Termocoppie
- Termistori
- PT100

Ovviamente esistono anche altri tipi di sensori, più sofisticati, come quelli a cristallo di quarzo che misurano la temperatura in base alle variazioni della frequenza di oscillazione del cristallo di quarzo opportunamente pilotato da un oscillatore, oppure quelli senza contatto che misurano

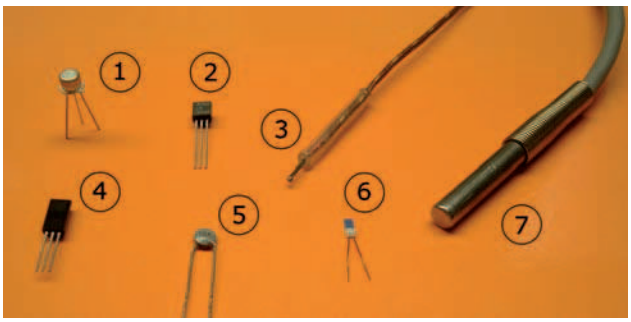


Figura 1 Alcuni tipi di sensori di temperatura: (1) AD590, (2) LM35, (3) Termocoppia, (4) DS1820, (5) Termistore NTC, (6) PT100, (7) PT100 incapsulato in tubetto di acciaio inox.

l'intensità della radiazione infrarossa emessa dal corpo del quale si vuole misurare la temperatura, ma non verranno trattati in questa sede.

I SENSORI DI TEMPERATURA INTEGRATI

I sensori di temperatura integrati forniscono spesso una soluzione semplice e rapida al problema della misura della temperatura. Ne esistono di due tipi: con uscita analogica in tensione o in corrente, oppure con uscita digitale, generalmente con protocolli seriali come SPI, I2C BUS o 1-Wire.

Già da tempo, ma soprattutto negli ultimi anni, molte case costruttrici hanno prodotto numerosi sensori di temperatura sia con uscita analogica che digitale. Le tabelle 1 e 2 riportano rispettivamente alcuni sensori di temperatura integrati analogici e digitali tra i più performanti in termini di accuratezza di misura. Una delle principali limitazioni dei sensori integrati, come si denota dalle tabelle, è il range di temperatura misurabile, che per questo genere di sensori si estende al massimo tra -55°C e +150°C a causa delle limitazioni imposte dalla tecnologia integrata su silicio con cui sono realizzati.

Certamente per molte applicazioni questo range è più che sufficiente, ma se si deve misurare la temperatura di un forno o di un saldatore non sarà possibile utilizzare questo tipo di sensori. Un altro possibile svantaggio dei sensori integrati è il loro package, cioè il contenitore in cui sono incapsulati, che non può essere altro che un package standard utilizzato nell'industria elettronica come il TO92, il TO52, il SOT23 o addirittura il SOIC. Questo significa che dovrete occuparvi di come proteggere il sensore incapsulandolo in un contenitore adeguato alle specifiche imposte dalla vostra applicazione. Può sembrare banale, ma in realtà non lo è affatto: non solo il contenitore deve garantire sufficiente robustezza, isolamento elettrico dei terminali del sensore e resistenza allo strappo, ma soprattutto un adeguato scambio termico con il sensore stesso, e una massa termica tale da ridurre il più possibile il tempo di risposta dell'intero sensore. Il grande vantaggio di questi sensori è senz'altro l'estrema semplicità di utilizzo e in definitiva la relativa economicità visto che non necessitano di particolari circuiti di misura: per i sensori digitali è sufficiente utilizzare un microcontrollore con una interfaccia I2CBUS o SPI, se non addirittura emulata via firmware, per trasmettere o visualizzare direttamente la temperatura misurata. Per quelli analogici, il segnale in uscita dal sensore, spesso può risultare sufficiente per essere convertito direttamente da un A/D converter, magari integrato sul microcontrollore; altrimenti lo si può amplificare e filtrare convenientemente con un passa basso per eliminare disturbi indesiderati come l'onnipresente 50Hz, soprattutto se il sensore è cablato con cavi di una certa lunghezza. La figura 2 mostra un esempio di connessione di un sensore analogico Microchip TC1047A con un microcontrollore PIC16F819. Il TC1047 fornisce in uscita una tensione proporzionale alla temperatura con una costante positiva di 10mV/°C. A 0°C la tensione è di 500mV. Utilizzando l'A/D converter a 10 bit del PIC con una tensione di riferimento di 2.5V, fornita dal MCP1525, si ottiene una risoluzione dell'A/D di: (2.5/1023)x1000=2.44mV che portano ad una risoluzione apprezzabile in gradi di: 2.44/10=0.24 °C. Ciò significa che ogni step dell'A/D converter corrisponde ad una variazione di 0.24 °C, più che sufficiente per moltissime applicazioni. La figura 3 mostra invece la connessione di un sensore digitale DS18S20 con un microcontrollore PIC16F819. In questo caso la risoluzione della misura è dettata dalla risoluzione interna del convertitore A/D del DS18S20 che è di 9 bit e che fornisce una risoluzione di 0.5°C.

LE TERMOCOPPIE

Le termocoppie sono sensori molto diffusi a causa della loro semplicità costruttiva, robustezza, economicità e range di temperatura molto esteso. Esse sono costituite da una giunzione di

16 autorevoli Relatori presenteranno le più **significative esperienze** italiane di **investimento produttivo** in India

Giampaolo Cutillo
Consigliere
Direzione Generale Asia
Ministero degli Esteri

Marcello Lamberto
Amministratore Delegato e CEO
Graziano Trasmissioni Group

Giorgio Kauten
CEO
Giorgio Kauten

Mario Massetti
Direttore Generale
Gruppo Fedora

Marco Giovannini
Presidente e Amministratore Delegato
Guala Closures Group

Valentino Blasone
Direttore Acquisti Corporate
Natuzzi

Aldo Bordignon
Presidente e Amministratore Delegato
Gruppo Liberti

Alberto Stefani
Direttore Generale Supply Chain e Operazioni Industriali
Isagro

Roberto Boero
Direttore Progettazione Elettronica
Officine Meccaniche Giovanni Cerutti

Paola Giordano
Responsabile Commerciale
OE Ocap
e Direttore Generale
Ocap Chassis Parts

Giuseppe La Commare
Direttore Generale
Gruppo NCH

Marie-Victoire De Groote
Head of Country Risk Assessment
Fortis Bank

Alfredo Bresciani
Head of Global Trade Services Italy
Fortis Bank

Massimo D'Aiuto
Amministratore Delegato e Direttore Generale
Simest

Stefano Aldovisi
Partner
ADZ Morison - Dottori Commercialisti e Avvocati

Lorenzo Raffo
Giornalista Economico
Direttore Responsabile Testate Specialistiche
Editoriale Domus

Istituto Internazionale di Ricerca
Know how to achieve

Il 1° prestigioso evento dedicato a Imprenditori e Manager interessati a **produrre in India**

col patrocinio di
Ministero degli Affari Esteri
DIREZIONE GENERALE per i Paesi dell'Asia e dell'Oceania

presentano

INDIA POINT 2006

Priority code: FARED2886

Scoprire e massimizzare i vantaggi di PRODURRE in INDIA

Quali fasi del processo produttivo dislocare e come ottimizzare gli investimenti

22 e 23 novembre 2006 - Hotel Melià Milano

10 buoni motivi per non mancare

IndiaPoint è un momento di incontro **fondamentale** per il Top Management delle Aziende italiane interessate a cogliere i **vantaggi competitivi** di produrre in **India**, e dunque motivate a confrontarsi su:

1. **Tempi**, **costi**, **modalità** per realizzare un progetto di insediamento produttivo in India
2. Identificazione dei **settori** e delle **funzioni** aziendali per cui la delocalizzazione è conveniente
3. Accesso agli **strumenti finanziari** e di credito per organizzare l'investimento
4. Individuazione dei **partner locali** e della migliore modalità di presenza industriale
5. Gestione degli **approvvigionamenti** e del **sourcing**
6. Modelli e configurazione degli **organigrammi societari**
7. Opportunità di una **forza lavoro** altamente qualificata e a basso costo
8. Valutazione del corretto **country risk assessment** in fase di pianificazione dell'investimento
9. Aspetti **legali**, **fiscali** e **amministrativi** della presenza in India
10. **Cindia**: punti di forza e di svantaggio dei sistemi Paese India e Cina

Platinum Sponsor

FORTIS

per iscrizioni entro il
15 OTTOBRE 2006
SCONTO 10%
sulla quota di iscrizione

Media Partner

AREA PRESS — IL PORTALE DELL'INFORMAZIONE
euroMERCI
Fare elettronica — CULTURA ELETTRONICA APPLICATA
Felixia — Il motore del Trasporto
il Giornale della Logistica
Logistica Management
promotion magazine

Informazioni e iscrizioni:
tel. 02.83847627 • fax 02.83847262 • e-mail: indiapoint@iir-italy.it
www.iir-italy.it/indiapoint

Codice MIP 256067

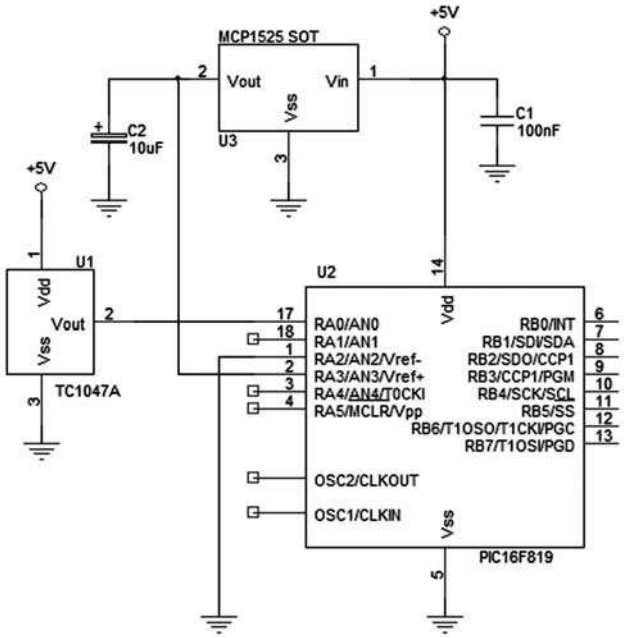


Figura 2 Sensore integrato analogico TC1047A (Microchip)

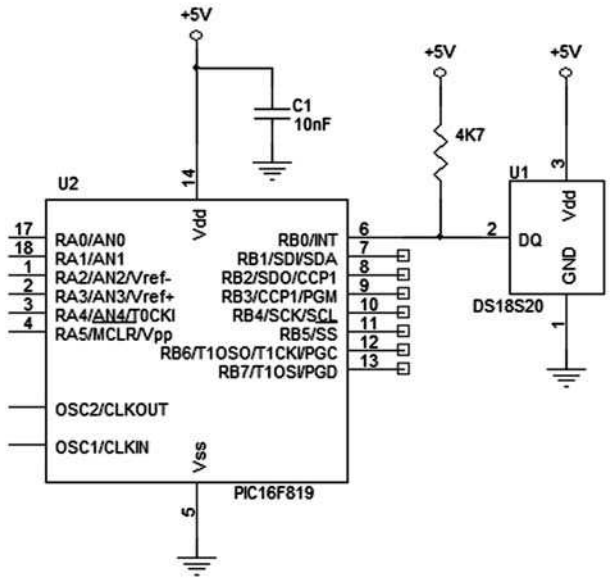


Figura 3 Sensore integrato digitale DS18S20 (Maxim/Dallas)

due metalli di tipo diverso che, per un effetto termoelettrico detto effetto Seebeck, dal nome del suo scopritore, producono una differenza di potenziale proporzionale alla differenza di temperatura tra la giunzione e i suoi terminali. Poiché normalmente si è interessati a compiere misure di temperatura assoluta, piuttosto che differenziali, si utilizza la giunzione (giunzione di misura) come sensore di misura della temperatura, mentre i terminali (giunzione di riferimento) vengono mantenuti ad una temperatura costante nota. I terminali possono essere anche molto distanti dalla giunzione di misura, l'importante è che il collegamento sia costituito sempre dalla coppia dei due metalli che costituiscono la giunzione di misura. Risulta già evidente uno dei difetti più gravi delle termocoppie: la necessità di mantenere la giunzione di riferimento ad una temperatura costante, o perlomeno di misurarne con precisione la temperatura a cui si trova con un altro sensore. In realtà, collegando una termocoppia formata, ad esempio, dai metalli ferro e costantana (termocoppia di tipo J) ad un circuito di misura, si vengono a creare altre due giunzioni di due differenti metalli: infatti se l'ingresso del circuito (connettore) è di rame, si creerà una giunzione ferro-rame e una costantana-rame. Queste due giunzioni produrranno due tensioni aggiuntive anch'esse proporzionali alla temperatura a cui si trovano. La figura 4 chiarisce l'utilizzo di una termocoppia di tipo J.
Come si vede il connettore, normalmente realizzato con contatti in rame, crea altre due termocoppie che producono altrettante differenze di potenziali che vanno a sommarsi o sottrarsi a quella generata dalla termocoppia J. Per ottenere misure abbastanza precise da una termocoppia occorre quindi impiegare un altro sensore di temperatura per conoscere la temperatura del connettore, detto anche blocco isotermico di giunzione in quanto deve mantenere il più possibile una temperatura uniforme, e per correggere le tensioni prodotte dalle termocoppie aggiuntive che si formano nella connessione con il circuito di misura. Per tale correzione si può ricorrere al firmware su un microcontrollore o a circuiti di compensazione più o meno complessi. Ci si potrebbe chiedere per quale motivo usare una termocoppia vista la relativa difficoltà di utilizzo; analizziamo i motivi principali:
Semplicità costruttiva della termocoppia: la termocoppia è costituita da una semplice saldatura tra due metalli, nient'altro.
Basso costo: alcune termocoppie impiegano metalli comuni e sono molto economiche.
Robustezza: le termocoppie posso essere impiegate in ambienti particolarmente ostili.
Range di temperatura molto esteso: le termocoppie hanno un range di temperatura misurabile molto ampio e spesso non raggiungibile da altri tipi di sensori di temperatura. Ad esempio la termocoppia di tipo K ha un range di tempe-

Sensori di temperatura analogici			
Costruttore	**Sigla**	**Range**	**Accuratezza**
Analog Devices	AD590M	-55°C ÷ +150°C	±1.7°C tra -55°C e +150°C
National	LM35A	-55°C ÷ +150°C	±0.75°C tra -55°C e +150°C
Microchip	TC1047A	-40°C ÷ +125°C	±0.5°C a +25°C
Maxim (Dallas)	DS600	-40°C ÷ +125°C	±0.5°C tra -20°C e +100°C

***Tabella 1**: Sensori di temperatura analogici*

Sensori di temperatura digitali				
Costruttore	**Sigla**	**Bus**	**Range**	**Accuratezza**
Analog Devices	ADT7301	SPI	-55°C ÷ +150°C	±0.5°C tra -10°C e +85°C
National	LM92	I2C BUS	-55°C ÷ +150°C	±1°C tra -10°C e +85°C
Microchip	MCP9802	I2C BUS	-55°C ÷ +125°C	±1°C tra -10°C e +85°C
Maxim (Dallas)	DS18S20	1-Wire	-55°C ÷ +125°C	±0.5°C tra -10°C e +85°C
Texas	TMP75	I2C BUS	-40°C ÷ +125°C	±1.5°C tra -25°C e +85°C

***Tabella 2:** Sensori di temperatura digitali*

ratura che si estende tra -200 °C e 1260 °C.
Nessuna corrente di eccitazione: le termocoppie, a differenza dei termistori e dei PT100, non necessitano di una corrente di eccitazione in quanto esse stesse producono una tensione proporzionale alla temperatura.
Dimensioni estremamente piccole: le piccole dimensioni conferiscono alle termocoppie tempi di risposta particolarmente elevati. Esistono diversi tipi di termocoppie standard a seconda dei metalli usati per costruire la giunzione, i tipi standardizzati sono: E, J, T, K, N, S, B, R.
Ogni tipo di termocoppia ha un diverso coefficiente di temperatura, detto coefficiente Seebeck, e un diverso range di temperatura in cui possono essere utilizzate.
La tabella 3 mostra i tipi di termocoppie standardizzati dal NIST (National Institute of Standards and Technology) e i relativi parametri caratteristici. Come tutti i sensori di temperatura anche le termocoppie hanno una caratteristica non lineare, cioè il coefficiente Seebeck varia anch'esso in funzione della temperatura; quindi, se volete effettuare misure precise, dovete necessariamente linearizzarne la curva caratteristica. Questo in genere viene implementato nel firmware di un microcontrollore con il sistema della interpolazione lineare o, per una maggiore precisione, con l'approssimazione della curva caratteristica con polinomi standard forniti dal NIST. In figura 5 sono visibili le caratteristiche Volt-Temperatura di alcuni tipi di termocoppie.

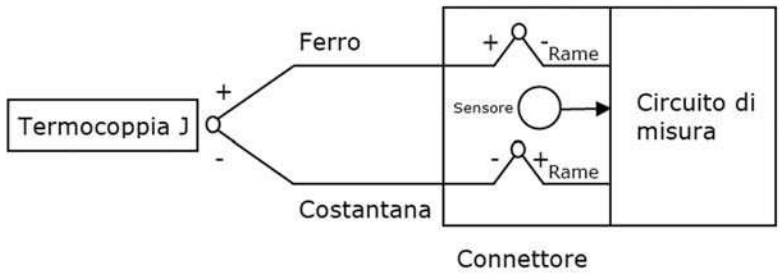


***Figura 4** Utilizzo di una termocoppia di tipo J*

I TERMISTORI

I termistori, come dice la parola stessa, sono dei resistori particolarmente sensibili alla temperatura. Ne esistono di due tipi: PTC (Positive Temperature Coefficient) e NTC (Negative Temperature Coefficient) a seconda che la resistenza del termistore aumenti con l'aumentare della temperatura (PTC) o diminuisca (NTC). In generale per la misura della temperatura si utilizzano solo termistori NTC, in quanto i termistori PTC normalmente presentano una caratteristica fortemente non lineare, tanto che spesso sono utilizzati come dispositivi di protezione da sovracorrenti e chiamati anche fusibili ripristinabili.

Termocoppie			
Tipo	Giunzione	Range	Coeff. Seebeck a 20°C
E	Cromo-Costantana	-200°C ÷ +900°C	62mV/°C
J	Ferro-Costantana	0°C ÷ +760°C	51mV/°C
T	Rame-Costantana	-200°C ÷ +371°C	40mV/°C
K	Cromo-Alumel	-200°C ÷ +1260°C	40mV/°C
N	Nicrosil-Nisil	0°C ÷ +1260°C	27mV/°C
S	Platino-Rhodio	0°C ÷ +1480°C	7mV/°C
B	Platino-Rhodio	0°C ÷ +1820°C	1mV/°C
R	Platino-Rhodio	0°C ÷ +1480°C	7mV/°C

***Tabella 3**: Termocoppie*

I termistori sono disponibili in diversi valori di resistenza: da 1Kohm a qualche Megaohm. La sensibilità di un termistore, cioè la sua variazione di resistenza per unità di temperatura, è molto alta rispetto ad esempio ad un PT100, anche più di 1000 volte, ma la sua linearità è decisamente peggiore, tanto che spesso si utilizza uno o più resistori in serie o in parallelo al termistore per linearizzarne la caratteristica. L'elevata sensibilità dei termistori permette di ottenere misure di temperatura estremamente accurate ma in genere in un range di temperatura piuttosto limitato proprio a causa della loro marcata non linearità; inoltre esistono dei vincoli costruttivi, imposti dai materiali di cui sono costituiti, che limitano il range utile dei termistori in un intervallo compreso tra -100°C e +175°C circa. La figura 4 illustra la caratteristica resistenza-temperatura per alcuni termistori NTC con differenti sensibilità. La scala della resistenza è normalizzata rispetto al valore a 25 °C. La resistenza relativamente elevata dei termistori permette di cablarli con cavi anche piuttosto lunghi senza peggiorare sensibilmente la misura, poiché la resistenza dei cavi è molto minore della resistenza del termistore e quindi ininfluente. Vedremo invece che questo non è vero per i PT100. In genere i termistori sono sensori piuttosto economici, ma se volete termistori con una precisione assoluta garantita dal costruttore, anche se sempre in un range di temperatura limitato, il loro costo aumenta decisamente. Uno dei metodi più semplici di utilizzare un termistore NTC per misurare la temperatura è quello di inserirlo in un partitore resistivo alimentato con una tensione di riferimento. Questo sistema, illustrato nella figura 5, oltre ad essere molto semplice, ha il vantaggio di effettuare una modesta linearizzazione della caratteristica del termistore, infatti la non linearità del partitore resistivo tende a compensare la non linearità del termistore in un intorno del punto in cui la resistenza del termistore è uguale a R. Se dunque ci interessa misurare la temperatura di un ambiente a circa 25°C e il nostro termistore ha una resitenza di 10Kohm a 25°C, sceglieremo R=10Kohm in modo che la risposta del termistore sia più lineare possibile nell'intorno dei 25°C. Similmente è possibile linearizzare un termistore NTC applicandogli una resistenza in parallelo di eguale valore ed utilizzarlo, ad esempio, come resistenza di feedback su un amplificatore operazionale per variarne il guadagno, quindi la tensione in uscita, come visibile in figura 6. A volte per la linearizzazione dei termistori vengono utilizzate anche configurazioni serie-parallelo o a ponte di Wheatstone.

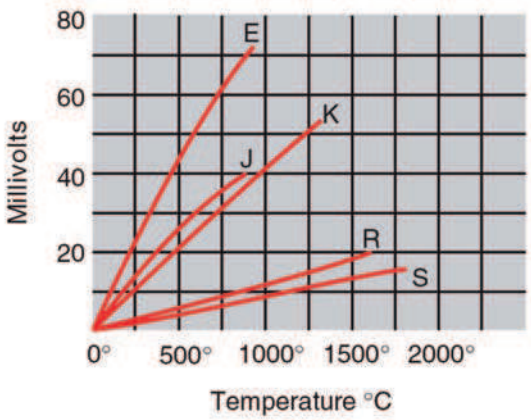


***Figura 5** Caratteristica di alcune termocoppie (fonte Omega)*

I SENSORI DI TEMPERATURA PT100

Già 140 anni fa, W. Siemens suggerì di utilizzare la variazione della resistenza elettrica dei metalli in funzione della temperatura per misurare la temperatura stessa, costruendo un preciso termometro che utilizzava il Platino come metallo sensibile. Da allora lo sviluppo dei resistori al Platino per la misura della temperatura si è evoluto fino ad arrivare alla definizione dei moderni sensori standard PT100.
I sensori di temperatura PT100, spesso denominati

LIBRI E CD-ROM

INWARE EDIZIONI

Display LCD

Questo libro di successo (oltre 2000 copie vendute) rappresenta una delle migliori guide all'utilizzo dei moduli alfanumerici basati sul controller HD44780, moduli grafici con controller KS0108 e non solo. Il testo tratta anche i display LED a sette segmenti e i display LCD passivi. Numerosi gli esempi pratici di impiego dei vari dispositivi: dal contatore a 7 segmenti al termometro LCD fino al pilotaggio dei moduli alfanumerici mediante PICmicro e PC.

COD. FE-06 **€ 16,50**

PICmicro™

La lettura di questo libro è consigliata per conoscere a fondo i PICmicro seguendo un percorso estremamente pratico e stimolante. Il testo descrive l'uso di MPLAB®, e descrive, in maniera approfondita, tutte le istruzioni assembler e molte delle direttive del compilatore. Al testo è allegato un utilissimo CDROM che, oltre ai sorgenti e gli schemi dei progetti presentati nel testo, contiene moltissimi programmi di utilità e molta documentazione.

COD. FE-18 **€ 29,00 (con CD-ROM)**

Linguaggio ANSI C

Questo nuovissimo libro descrive le tecniche, gli accorgimenti migliori per sfruttare gli aspetti di "alto e basso livello" del C, entrambi fondamentali quando si vuole sviluppare del *firmware* per sistemi dotati di risorse limitate. Il testo è particolarmente indicato sia a chi ha già esperienza nella programmazione in *assembler* di sistemi a microcontrollore ed intende iniziare ad utilizzare il linguaggio C, sia per chi conosce già il C e vuole avvicinarsi alla programmazione dei sistemi *embedded*.

COD. FE-25 **€ 24,90**

BASIC per PIC

NOVITÀ

Un volume indispensabile sia per chi si avvicina alla programmazione dei PIC utilizzando il linguaggio Basic, sia per chi intende affinare le proprie tecniche di programmazione. Una guida alla programmazione embedded utilizzando MikroBASIC, uno dei più completi compilatori per PIC dotato di ambiente IDE e moltissime funzioni di libreria. La trattazione vi guiderà dalla semplice accensione di un LED alla gestione di motori in PWM, alla lettura e scrittura di memorie I2C, alla generazione di suoni seguendo un percorso semplice e ricchissimo di esempi pratici.

COD. FE-27 **€ 24,90**

Annate 2003/2004/2005

33 Uscite di Fare Elettonica in 3 CD-ROM!

Le annate complete in formato PDF. Potrai sfogliare comodamente tutte le riviste e stampare (senza perdere in qualità) gli articoli di tuo interesse. Ogni CD-ROM contiene anche software, codice sorgente, circuiti stampati e tutto il materiale necessario per la realizzazione dei progetti proposti.

- Acquistali singolarmente a **€ 30,00 cad.**
- Acquista **2 CD** a scelta al prezzo scontato di **€ 45,00** **con un risparmio di ben € 15,00!**
- Acquista i **3 CD** al prezzo scontato di **€ 55,00** **con un risparmio di ben € 35,00!**

PIC® Microcontroller By Example

Il corso completo PIC® Microcontroller By Example in formato PDF

Tutte le lezioni pronte per la consultazione con i sorgenti dei progetti immediatamente utilizzabili nelle tue applicazioni. Il modo migliore per avere sempre sottomano la soluzione per il tuo progetto con i **PICmicro®**. Il **CD-ROM PIC® Microcontroller By Example** contiene una sezione **"Contenuti Speciali"** tutta da scoprire.

COD. **FE-PBE € 15,90**

Tutto sulle Smartcard

La raccolta completa degli articoli sulle smartcard in formato PDF

Gli articoli, i progetti e i download relativi agli articoli sulle Smartcard in un unico CD-ROM pronto da consultare ed utilizzare. Contiene i progetti completi del lettore di smartcard **UniReader** e del **SimCopier** per duplicare il contenuto della rubrica della vostra Sim card.

COD. **FE-SMARTCARD € 15,90**

Codice MIP 256071

Ordinali subito su www.ieshop.it oppure telefona al numero 02.66504755

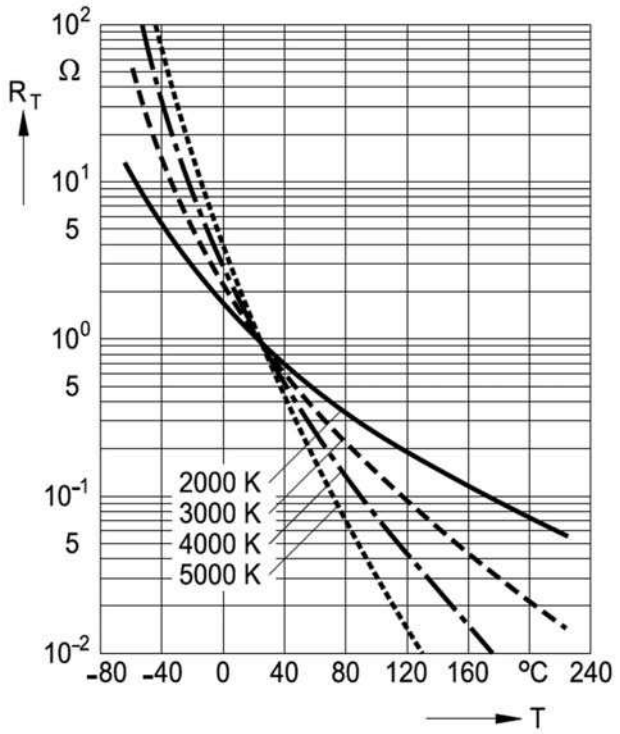


Figura 6 Caratteristica di alcuni termistori NTC (fonte Epcos)

RTD (Resistance Temperature Detector), sono fondamentalmente delle resistenze elettriche, realizzate con un avvolgimento di filo di Platino o film sottile di Platino su supporto ceramico, aventi resistenza nominale di 100 ohm (da cui la sigla PT100) alla temperatura di 0°C. In realtà esistono anche altri tipi di sensori al platino come i PT500 o i PT1000, con resistenze nominali a 0°C di 500 e 1000 ohm, che però risultano molto più costosi e quindi meno utilizzati. La normativa di riferimento standard per i sensori PT100 è la IEC 751 e la DIN 43760 che ne definisce le caratteristiche della resistenza elettrica in funzione della temperatura mediante delle tabelle di riferimento, le classi di tolleranza e i range di temperatura in cui possono essere utilizzati. Come già accennato, la misura della temperatura avviene misurando le variazioni di resistenza del PT100 al variare della temperatura. Nel caso del Platino il coefficiente di temperatura è positivo, il che significa che la resistenza aumenta con l'aumentare della temperatura. Il motivo per cui viene preferito il Platino ad altri metalli come il Rame o il Nickel, è il range di usabilità eccezionalmente ampio (-200 °C +850 °C), l'ottima stabilità delle sue caratteristiche fisiche anche a lungo termine, l'ottima ripetibilità delle sue caratteristiche, la facilità di lavorazione e la notevole linearità con cui varia la sua resistenza in funzione della temperatura. Vediamo di chiarire meglio il concetto di linearità di un sensore. Supponiamo che a 0°C la resistenza del PT100 risulti essere 100 ohm esatti e che la variazione di resistenza del Platino per ogni grado centigrado sia Δ_r, se il sensore fosse perfettamente lineare ci aspetteremmo che ad una temperatura, ad esempio, di 25 °C la resistenza sia $100 + (\Delta_r \cdot 25)$ ohm. In realtà misurando la resistenza del PT100 a 25 °C avremo un valore un po' più basso rispetto a quello calcolato proprio a causa della sua non perfetta linearità. In pratica significa che il parametro non è costante ma varia anch'esso in funzione della temperatura.

Per motivi di praticità viene comunque definito un coefficiente medio di variazione della resistenza del Platino, calcolato tra 0°C e 100°C, che risulta pari a 0.00385 ohm/ohm/°C.

Quindi, utilizzando questo coefficiente, possiamo calcolare, in modo approssimato ma comunque accettabile nel range 0 °C - 100 °C, la resistenza di un PT100 ad una data temperatura:

$$R_{PT100} = R_0 + t \cdot 100 \cdot 0{,}00385$$

dove t è la temperatura in °C e R_0 vale 100 ohm (resistenza nominale a 0 °C).

Se dunque per T=0°C abbiamo una resistenza di 100 ohm, ad una temperatura di 25°C avremo una resistenza di 109.625 ohm.

Come si vede la variazione di resi-

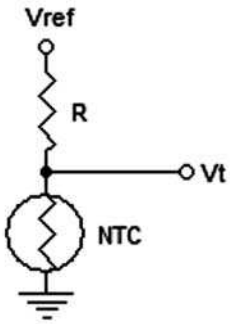


Figura 7 Misura di una NTC con un partitore resistivo

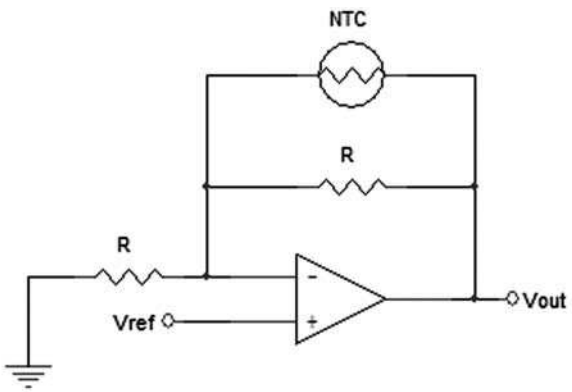


Figura 8 Misura di una NTC con un OP-AMP

stenza è piuttosto esigua: per una differenza di temperatura di 25 °C abbiamo una variazione di resistenza di meno di 10 ohm. Per misurare la temperatura con una risoluzione di 0.1 °C dovremo progettare un circuito capace di apprezzare variazioni di resistenza del PT100 di circa 0.0385 ohm.
Se utilizzassimo sensori PT1000, a parità di variazione di temperatura, avremmo delle variazioni di resistenza 10 volte più ampie e quindi più facilmente misurabili, ma, come già accennato, questi sensori sono molto più costosi. Inoltre i PT100 hanno una maggiore linearità e una maggiore stabilità nel tempo e sono dunque da preferirsi.
Il coefficiente medio ci permette di calcolare la resistenza di un PT100 ad una data temperatura in modo approssimato, ma se vogliamo calcolarla con esattezza dobbiamo ricorrere ad una delle due seguenti formule a seconda che la temperatura sia sotto o sopra lo zero (formule di Callendar-Van Dusen):

$$R_{PT100} = R_0 + (1 + At + Bt^2 + C\,(t-100)\,t^3)$$

valida tra -200°C e 0°C

$$R_{PT100} = R_0 + (1 + At + Bt^2)$$

valida tra 0°C e 850°C

con:

t = temperatura in °C
R_0 = resistenza nominale a 0 °C
A = 3.9083x10–3
B = –5.775x10–7
C = –4.183x10–12

Queste due formule approssimano in modo quasi perfetto l'andamento della caratteristica della resistenza del Platino al variare della temperatura, anche se i parametri A, B e C possono variare a seconda della purezza del Platino impiegato per costruire il sensore PT100, tanto che alcuni costruttori forniscono altri parametri leggermente diversi.
La figura 7 mostra l'andamento non lineare della caratteristica di un PT100 calcolata con le formule sopra riportate per un range di temperatura compreso tra -200 °C e +850 °C. Nel grafico è riportata anche la retta calcolata con il coefficiente medio di variazione calcolato tra 0 °C e 100 °C. Per la seconda formula, relativa al range 0 °C - 850 °C, è relativamente facile ricavare la temperatura in funzione della resistenza del PT100:

$$t = \frac{-R_0 A + \sqrt{R_0^2 A^2 - 4R_0 B(R_0 - r)}}{2R_0 B}$$

dove r rappresenta la resistenza del PT100.
Per ricavare t dalla prima formula occorre invece ricorrere a delle approssimazioni. Il parametro R_0 rappresenta la resistenza del PT100 a 0 °C che però non può essere preso a priori uguale a 100 ohm in quanto i processi di fabbricazione dei sensori, come per i resistori comuni, hanno delle tolleranze. Questo significa che ad una temperatura di 0 °C non ci potremo aspettare che un PT100 abbia una resistenza di esattamente 100.00 ohm ma piuttosto, ad esempio, 100.12 ohm o 99.97 ohm.
Gli standard di fabbricazione prevedono quindi alcune classi di tolleranza in base allo scostamento massimo del valore di resistenza a 0 °C da quello nominale di 100 ohm.
Le classi, definite dalla normativa IEC 751 in ordine di precisione, sono:

- Classe A
- Classe B

La tabella 4 indica gli scostamenti massimi in °C per le due classi.
Esistono anche altre classi di precisione definite dalla normativa tedesca DIN 43760:

- 1 DIN (equivalente alla classe B)
- 1/2 DIN (equivalente alla classe A)
- 1/3 DIN (precisione di ±0,1 °C a 0°C)
- 1/5 DIN (precisione di ±0,06 °C a 0°C)
- 1/10 DIN (precisione di ±0,03 °C a 0°C)

Ovviamente il costo dei sensori PT100 aumenta all'aumentare della precisione richiesta.

CIRCUITI DI MISURA

Vogliamo adesso analizzare alcuni circuiti di principio atti a misurare le variazioni di resistenza di un PT100 e quindi, in definitiva, la temperatura a cui essa si trova.
Il sistema più semplice per misurare una resistenza è quello di inserirla in un partitore resistivo alimentato a tensione costante e misurarne la caduta di tensione ai capi (vedi figura 8). Purtroppo questo metodo, per quanto molto semplice, ha diversi svantaggi:

1. La configurazione del partitore comporta una non linearità che va a peggiorare, differentemente dal caso dei termistori NTC, quella già discussa del PT100. Infatti la tensione ai capi del PT100 è data da:
   Vpt100=(Vref*Rpt100)/(R+Rpt100)
   che è una relazione non lineare.
2. Occorre una alimentazione Vref perfettamente stabile e nota, cioè occorre utilizzare un riferimento di tensione.
3. La resistenza R deve avere un valore molto preciso e stabile. Occorre quindi utilizzare resistenze con tolleranza del 1% o minore e con basso coefficiente termico. Infatti anche le normali resistenze variano la propria resistenza al variare della temperatura secondo un coefficiente termico positivo che si misura in ppm, cioè parti per milione. Più basso è il coefficiente termico, migliore è la resistenza (e ovviamente più costosa!).

Il sistema più utilizzato è senz'altro quello della eccitazione a corrente costante (fig.9) che, pur essendo comunque piuttosto semplice, ha il grande vantaggio di eliminare la non linearità del precedente circuito.
Con questo sistema non si fa altro che alimentare il sensore PT100 con un generatore di corrente costante misurando la caduta di tensione ai capi del PT100 che molto semplicemente vale:

Vpt100=Iecc*Rpt100

In questo modo il problema si riconduce alla realizzazione di un generatore di corrente costante stabile e preciso. A questo scopo può essere utilizzato un riferimento di tensione insieme ad un amplificatore operazionale come visibile in figura 10.
La corrente che scorre nel PT100 è data da:

Ipt100=2.5/R

dove 2.5 sono il volt prodotti dal riferimento di tensione.
Il circuito funziona nel seguente modo:
consideriamo, per ora, l'operazionale come un corto circuito; il reference mantiene costante la tensione a 2.5 Volt tra il terminale 2 e 3 cioè ai capi della resistenza R, pertanto la corrente che fluisce verso massa, e quindi attraverso il PT100, sarà data dalla tensione ai capi di R, cioè 2.5 Volt, diviso la R stessa. In realtà, se non ci fosse l'operazionale, la corrente Ipt100 sarebbe leggermente diversa a causa di una piccola corrente che fluirebbe nel terminale 3 necessaria al funzionamento del reference di tensione. L'amplificatore operazionale funziona quindi come buffer per fornire la corrente di funzionamento al reference di tensione senza alterare la Ipt100 che vogliamo invece calcolare con precisione semplicemente scegliendo la resistenza R.
Vista la bassa sensibilità dei sensori PT100, a qualcuno potrebbe venire in mente di utilizzare una corrente di eccitazione Iecc elevata, ad esempio 1 Amper, per poter aumentare la variazione di tensione, misurata ai capi del PT100,

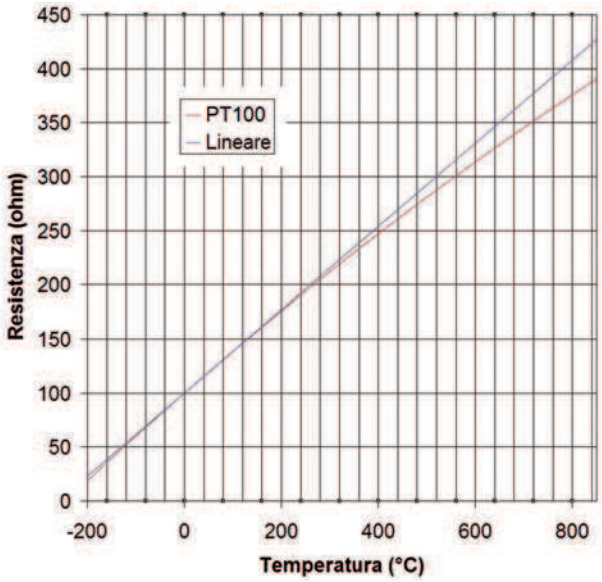


Figura 9 Curva caratteristica di un PT100

Temperatura (°C)	Tolleranze	
	Classe A (°C)	Classe B (°C)
-200	±0,55	±1,3
-100	±0,35	±0,8
0	±0,15	±0,3
100	±0,35	±0,8
200	±0,55	±1,3
300	±0,75	±1,8
400	±0,95	±2,3
500	±1,15	±2,8
600	±1,35	±3,
650	±1,45	±3,
700	-	±3,8
800	-	±4,
850	-	±4,

Tabella 4: Scostamenti massimi per le classi A e B

VIDEOGOV SUMMIT 2006

19 Ottobre 2006
Palazzo Turati, Milano

IL PRIMO EVENTO DEDICATO ALLA VIDEOSICUREZZA PUBBLICA

CONTROLLO, PROTEZIONE E PREVENZIONE: UNA PANORAMICA
DELLA VIDEOSORVEGLIANZA IN AMBITO PUBBLICO

Normativa e privacy _Videosorveglianza IP _ Videosorveglianza wireless
Analisi dei flussi video _ Telecamere e Video-server _ Sicurezza urbana
Esperienze e progetti

Codice MIP 256075

Organizzato da

FORUM NETeCONOMY

Il Forum della NetEconomy e' istituito da

Provincia di Milano

Milano Comune di Milano

CAMERA DI COMMERCIO di Milano

Segreteria Organizzativa

wireless Where events become business

www.videogov.com

INGRESSO GRATUITO RISERVATO AGLI OPERATORI DEL SETTORE

per unità di temperatura. Questo purtroppo non è possibile per un fenomeno, facilmente intuibile, denominato selfheating (autoriscaldamento). Non dimentichiamoci infatti che il PT100 non è altro che una resistenza e quindi come tale, per la legge di Ohm, dissipa una potenza $P=I^2 R_{pt100}$ quando attraversata da una corrente . Dunque se non utilizziamo una corrente Iecc molto bassa, il PT100 autoriscalderà se stesso falsando la misura di temperatura che stiamo effettuando. Ovviamente il grado di autoriscaldamento dipende da molti fattori costruttivi del sensore e anche dal mezzo fisico in cui è inserito, ma le normative di riferimento consigliano di non superare mai la corrente massima di eccitazione di 1mA, al di sotto della quale il fenomeno di selfheating si può considerare trascurabile. Si noti inoltre che per i sensori PT1000 il problema è ancora più rilevante in quanto la potenza dissipata, a parità di corrente di eccitazione, e dieci volte più grande, il che comporta un maggiore effetto di selfheating. La stessa cosa vale a maggior ragione per i termistori. Un motivo in più quindi per preferire i PT100.

Se dunque utilizziamo una corrente di eccitazione di 1mA, otterremo una variazione media di 0.001*0.385=0.000385 Volt = 0.385 mV per ogni grado centigrado di temperatura. Senza dubbio occorrerà quindi amplificare questo segnale prima di applicarlo ad un convertitore A/D per la successiva elaborazione o semplice visualizzazione. Questo può essere fatto con amplificatori operazionali opportunamente configurati. In realtà, molto spesso, il sensore PT100 non si trova in prossimità del circuito di misura, ma più facilmente a diversi metri di distanza da esso. Si pone quindi il problema di valutare l'errore sulla misura introdotto dai cavi elettrici che collegano il sensore con il circuito di misura. Se tenete a mente il fatto che un sensore PT100 varia la sua resistenza di soli 0.385 ohm per ogni grado centigrado, e la comparate con la resistenza di un cavo elettrico, ad esempio di 10 metri con sezione 0.25 mm2 (circa 0.7 ohm), vi renderete conto di quanto quest'ultimo influisca sulla misura effettuata. Inoltre se si desiderasse modificare la lunghezza del cavo di collegamento del PT100, occorrerebbe ricalibrare il circuito di misura per tenere conto della variazione di resistenza introdotta.

Per ovviare a questo genere di problemi i costruttori hanno realizzato dei sensori PT100 equipaggiati con cavi di collegamento a 4 conduttori. Vediamo di capire come funzionano analizzando lo schema di principio di figura 11.

Il problema della resistenza del cavo elettrico di collegamento deriva dal fatto che su di essa cade una tensione data da Iecc*Rfilo che si somma a quella che cade sul PT100 che ci interessa misurare. Se però utilizziamo due cavi per portare la corrente di eccitazione al PT100 e altri due cavi per misurare la caduta di tensione sul PT100 possiamo risolvere brillantemente il problema a patto che il circuito che misu-

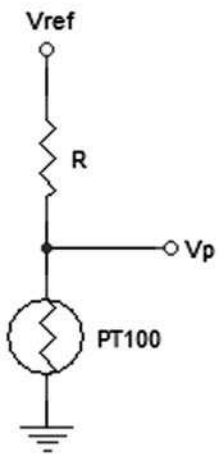


Figura 10 *Misura di un PT100 con un partitore resistivo*

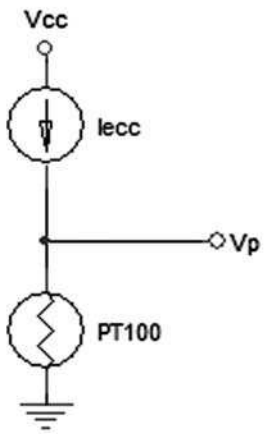


Figura 11 *Misura di un PT100 con generatore di corrente costante*

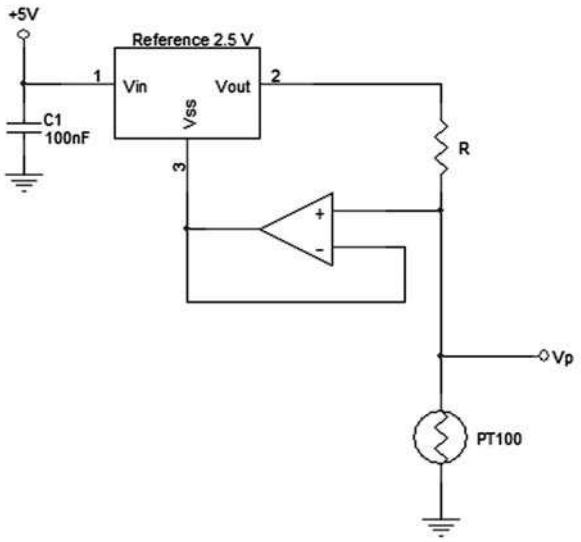


Figura 12 *Generatore di corrente costante*

ra quest'ultima abbia una impedenza di ingresso molto maggiore della resistenza del cavo. Infatti, mentre il generatore di corrente costante ci garantisce che, qualunque sia la resistenza dei cavi 1 e 2 e quindi la caduta di tensione su di essi, la corrente Iecc che scorre nel PT100 sarà sempre la stessa, l'elevata impedenza di ingresso del circuito di misura farà si che le correnti Im1 e Im2 siano talmente piccole da rendere assolutamente trascurabili le cadute di tensione sulle resistenze dei due cavi 3 e 4 e quindi di misurare correttamente la Vpt100.

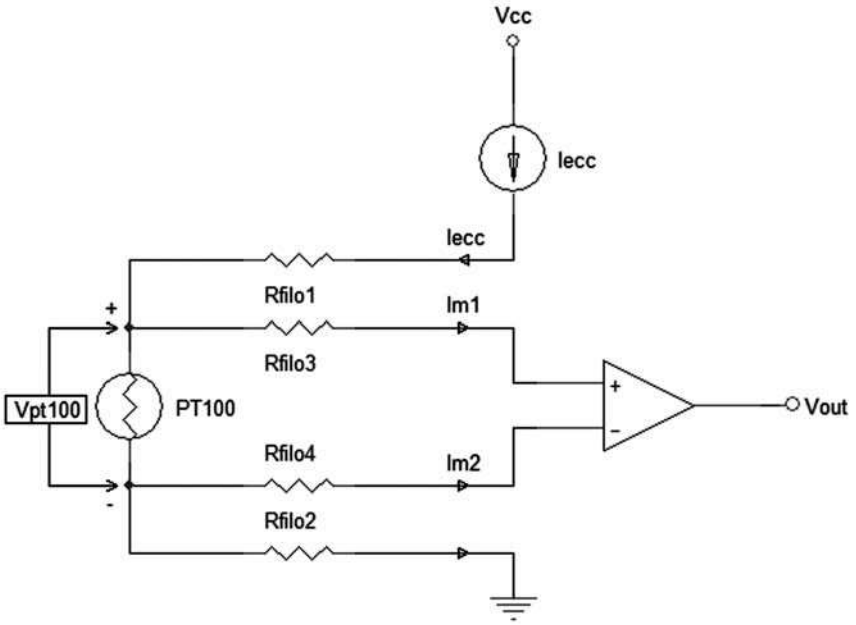


Figura 13 *Circuito di misura con PT100 a 4 fili*

Considerando che un amplificatore operazionale, o meglio, un amplificatore per strumentazione, ha una impedenza di ingresso di almeno diverse decine di Megaohm, risulta evidente come sia possibile implementare facilmente il metodo esposto. In definitiva l'utilizzo di cavi a 4 conduttori ci permette di eliminare gli errori dovuti alla caduta di tensione sul cavo di collegamento e di poter modificare la lunghezza di quest'ultimo senza dover ricalibrare il circuito di misura. Utilizzando un amplificatore operazionale che sottrae la caduta di tensione dei cavi elettrici alla tensione misurata ai capi del conduttore di collegamento del sensore, è possibile eliminare uno dei quattro cavi di collegamento. Questo circuito, visibile in figura 12, ha lo svantaggio di utilizzare un amplificatore operazionale in più ma permette di utilizzare cavi di collegamento a 3 conduttori che, oltre a costare meno di quelli a 4 conduttori, sono anche di sezione più ridotta e quindi anche più flessibili. Normalmente infatti i sensori PT100 sono disponibili sia con cavo a 4 conduttori che a 3 conduttori.

Il funzionamento del circuito è il seguente:

La tensione all'uscita dell'amplificatore operazionale è data da

$$Vout=(1+R/R)(Vpt100+Vrf3)-(R/R)(Vrf1+Vpt100+Vrf3)$$

dove Vrfx sono le cadute di tensione sulle resistenze dei cavi Rfilox.

Il primo termine deriva dalla formula del guadagno di un amplificatore non invertente, il secondo termine da quella di un amplificatore invertente.

Considerando che Rfilo1=Rfilo2=Rfilo3 e quindi che Vrf1=Vrf2=Vrf3 si ha:

$$Vout=Vpt100$$

L'unico punto debole del sistema di eccitazione a corrente costante risiede nella precisione e stabilità del circuito del generatore di corrente dal quale dipende totalmente la misura. Infatti questo generatore di corrente costante dovrà essere calibrato per ottenere esattamente la corrente di eccitazione per la quale abbiamo calcolato il circuito di misura e dovrà inoltre mantenerla stabile nel tempo anche al variare, ad esempio, della temperatura ambiente.

Impiegando un A/D converter con tensione di riferimento esterna è possibile eliminare anche questo punto debole ricorrendo al metodo della conversione raziometrica. Vediamo di cosa si tratta. L'idea è quella di ricavare una tensione differenziale di riferimento per l'A/D converter dalla stessa corrente di eccitazione del PT100 semplicemente inserendo una resistenza in serie al PT100 come visibile in figura 13.

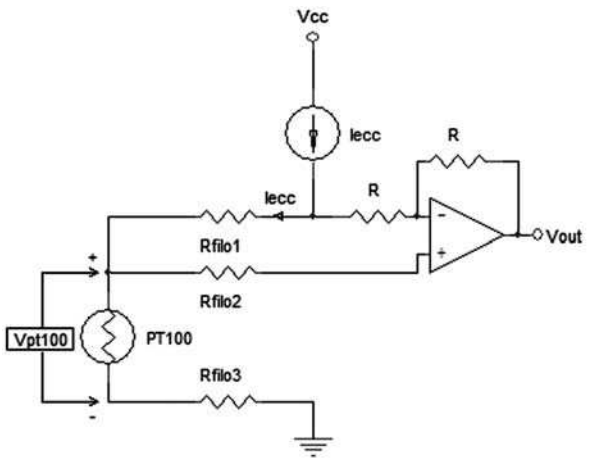


Figura 14 Circuito di misura con PT100 a 3 fili

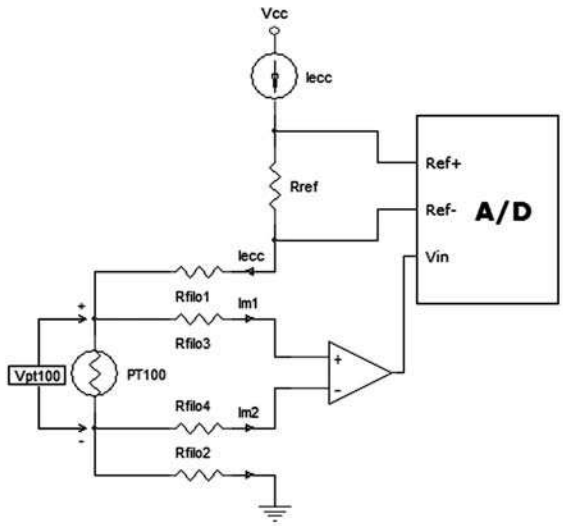


Figura 15 Coversione raziometrica

Considerando il fatto che un A/D converter genera in uscita un valore proporzionale a Vref/Vin, se la corrente di eccitazione Iecc dovesse aumentare per qualunque motivo, questa genererebbe una caduta di tensione maggiore sul PT100, ma proporzionalmente anche una tensione di riferimento maggiore per l'A/D converter che manterrà quindi in uscita il medesimo valore. La stessa cosa accade per una diminuzione della corrente di eccitazione.
In questo modo il valore di uscita dell'A/D converter non dipenderà più dalla corrente di eccitazione Iecc ma solo e soltanto dal rapporto tra la Rref e la Rpt100. Dunque basterà scegliere una Rref di buona qualità, quindi con basso ppm, senza preoccuparsi troppo della precisione e stabilità del generatore di corrente costante.
L'eccitazione a corrente costante unitamente alla conversione raziometrica è senza dubbio il sistema più utilizzato nel progetto di circuiti di misura della temperatura in quanto, pur essendo relativamente semplice da implementare, offre una elevata accuratezza della misura.

CONCLUSIONI

A conclusione di questo articolo vi propongo una tabella riepilogativa (Tabella 5) sui principali vantaggi e svantaggi dei tipi di sensori di temperatura che abbiamo trattato.

Codice MIP256064

Sensore	Vantaggi	Svantaggi
Sensori integrati analogici	Semplicità circuitale	Range di misura limitato, Precisione limitata, Tempo di risposta modesto
Sensori integrati digitali	Massima semplicità circuitale	Range di misura limitato, Precisione limitata, Tempo di risposta modesto
Termocoppie	Range di misura molto elevato, Semplicità costruttiva, Robustezza Tempo di risposta ottimo,Economicità	Complessità circuitale, Scarsa precisione, Bassa sensibilità, Linearità mediocre
Termistori	Elevata sensibilità, Precisione anche elevata, Economicità, Robustezza	Range di misura limitato, Marcata non linerità, Rischio di selfheating
PT100	Ottima precisione, Ottima linearità, Ottima ripetibilità, Ottima stabilità, Range di misura esteso	Bassa sensibilità, Costo mediamente elevato, Scarsa robustezza per i PT100 a filo

Tasbella 5 Vantaggi e svantaggi dei tipi di sensori di temperatura che abbiamo trattato

con il patrocinio del
Comune di Faenza

Expo Elettronica®

mostra mercato

FAENZA 21•22 ottobre 2006

FAENZA FIERE - V.le Risorgimento, 1 ore 9/18

Elettronica per tutto,
Elettronica per tutti!

Rif.FARE ELETTRONICA

Solo Sabato
21 ottobre

RADIO EXPO'

> organizzazione
BLU NAUTILUS srl
tel. 0541 439573
www.blunautilus.it

MERCATINO delle RADIOCOMUNICAZIONI

Apparecchi per radioamatori, Radio d'Epoca e da collezione,
Radio militari, Surplus, Valvole, Accessori, Ricambi, Riviste

Per ottenere un INGRESSO RIDOTTO scarica il biglietto dal sito www.blunautilus.it
o presenta questa inserzione alla cassa

Codice MIP 256079

Diciassettesima parte
n° 255 - Settembre 2006
L'operazionale nei filtri attivi

Diciottesima parte
n° 256 - Ottobre 2006
L'operazionale come raddrizzatore e altri circuiti (parte I)

Diciannovesima parte
n° 257 - Novembre 2006
L'operazionale come raddrizzatore e altri circuiti (parte II)

L'amplificatore operazionale dalla A alla Z

L'op-amp è il componente di elezione nella realizzazione di circuiti ove sia il caso di rettificare tensioni di pochi millivolt. Qui si esamina l'op-amp come raddrizzatore unitamente ad altri utilissimi circuiti

18.1 L'OP-AMP COME RADDRIZZATORE A UNA SEMIONDA

Il limite dei normali diodi utilizzati per raddrizzare una tensione alternata risiede nell'impossibilità di agire su segnali di ampiezza modesta, dell'ordine, per esempio, di qualche millivolt. Per il raddrizzamento di questi segnali si può ricorrere a opportuni circuiti con op-amp che presentano il pregio di non dovere tenere in alcuna considerazione la caduta di tensione dei diodi convenzionali che è in genere compresa fra 0,6 V e 0,7 V. Le configurazioni che realizzano un diodo pressoché ideale attraverso l'utilizzazione dell'op-amp sono illustrate nella figura 18.1. In (a) è riportato il circuito per ricavare una V_o positiva, mentre in (b) è riportato il circuito per una V_o negativa.

Il funzionamento è intuitivo: con riferimento alla figura 18.1a si vede che il circuito è sostanzialmente un voltage follower fino a quando il diodo D_1, posto nell'anello di reazione, conduce. E ciò avviene durante la semionda positiva del segnale Vi di ingresso che, pertanto, si presenta in uscita della stessa ampiezza. Durante il semiperiodo negativo della tensione di ingresso, il diodo va in interdizione a causa della polarizzazione inversa e quindi l'uscita è a livello zero. Si noti che durante questo semiperiodo l'op-amp, essendo interrotto il circuito di reazione, lavora ad anello aperto, mentre il diodo si comporta come interruttore on-off. In un ciclo completo l'op-amp passa quindi dal funzionamento come inseguitore di tensione durante la semionda positiva al funzionamento ad anello aperto durante la semionda negativa. Questa modalità richiede che si adottino op-amp e diodi veloci.
Poiché nella configurazione voltage follower l'operazionale ha guadagno unitario, durante la conduzione del diodo si ha in uscita un segnale della stessa ampiezza del segnale di ingresso.
Ciò è evidente nei diagrammi esposti nella figura 18.2 dove i marker verticali indicano la frequenza, mentre i marker orizzontali forniscono l'ampiezza del segnale di uscita raddrizzato. In alto è riportata la tensione V_i di ingresso che ha un valore da picco a picco di 200 mV, mentre i diagrammi (a) e (b) si riferiscono alle uscite dei due raddrizzatori di cui alla figura 18.1. Con riferimento al raddrizzatore con uscita positiva, e quindi al diagramma (a), si legge $(c - d) = 100$ mV e pertanto l'ampiezza del segnale V_{o1} è esattamente eguale all'ampiezza del segnale V_i di ingresso.

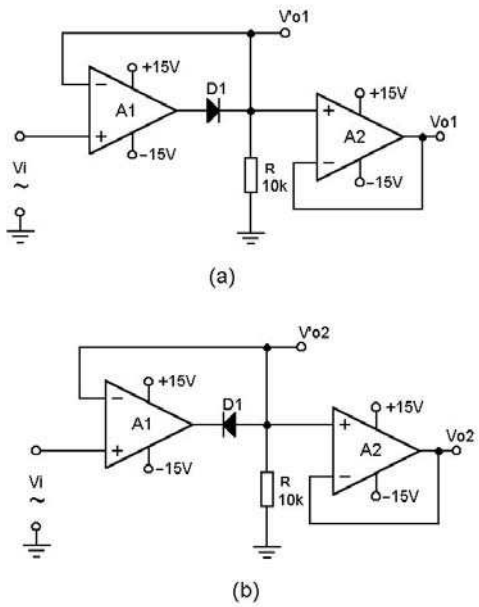
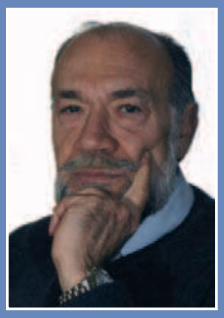


Figura 18.1 *In a la configurazione per ottenere in uscita un segnale raddrizzato positivo, in b la configurazione per ottenere in uscita un segnale raddrizzato negativo.*

L'operazionale come raddrizzatore e altri circuiti (parte I)



di Nico Grilloni

Le medesime considerazioni valgono per il circuito-diodo della figura 18.1b che fornisce un'uscita negativa [forma d'onda (b) della figura 18.2]. Gli stadi A_2, in entrambe le configurazioni della figura 18.1, hanno solo funzione di buffer. Se lo stadio di ingresso ha l'uscita connessa ad un carico, possono anche omettersi. Si tenga però presente che l'uscita del primo stadio, ossia dello stadio raddrizzatore vero e proprio con uscite V'_{o1} e V'_{o2}, non ha impedenza costante dato il passaggio dell'op-amp dal funzionamento come voltage follower (resistenza bassa) al funzionamento in open loop (resistenza alta). Risolve il problema l'introduzione dell'inseguitore di tensione (A_2) in cascata con lo stadio raddrizzatore.
Un'ulteriore versione di un raddrizzatore a una semionda è rappresentata nella figura 18.3a dove l'op-amp, in configurazione invertente, è pilotato con una tensione V_i = 400 mV da picco a picco.

Il funzionamento è intuitivo: durante la semionda positiva della V_i, l'uscita dell'op-amp è negativa e ciò porta in conduzione il diodo D_2 e in interdizione il diodo D_1. Durante l'alternanza positiva della Vi si ha quindi V_o = 0. Durante la semionda negativa della tensione V_i di ingresso, sul pin di uscita dell'op-amp, a causa della configurazione invertente, c'è un segnale positivo che porta in conduzione il diodo D_1 e in interdizione il diodo D_2. In questo semiperiodo, poiché le resistenze R_f e R_i sono eguali e la configurazione è, appunto, invertente, il segnale di uscita V_o ha ampiezza eguale all'ampiezza del segnale V_i di ingresso.
In altre parole, la presenza dei due diodi fa sì che l'op-amp sia reazionato nell'intero periodo del segnale di ingresso. In particolare, il diodo D_2 evita che l'uscita dell'op-amp, durante il semiperiodo negativo del segnale V_i, si porti al valore $-V_{sat}$ di saturazione come invece avviene nel circuito della figura 18.1a (nel circuito della figura 18.1b l'uscita dell'op-amp si porta a $+V_{sat}$ nel semiperiodo positivo).
Questa configurazione consente quindi di ridurre, anche sensibilmente, il tempo di risposta e questa considerazione diviene importante quando la V_i è un segnale a frequenza elevata.

La figura 18.3b riporta l'andamento delle tensioni di ingresso e di uscita. La distanza fra i due marker verticali indica la frequenza, mentre la

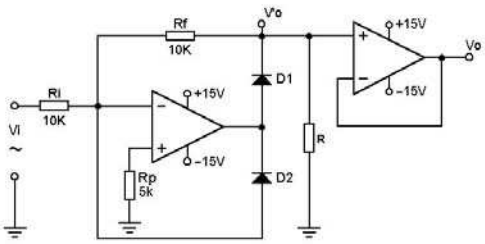


Figura 18.3a *Circuito raddrizzatore a una semionda con op-amp*

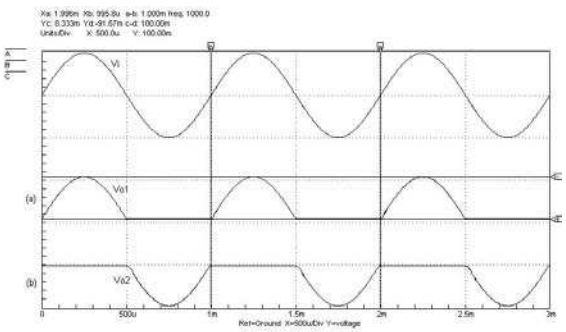


Figura 18.2 *Andamento delle tensioni nei due raddrizzatori con op-amp di cui alla figura 18.1*

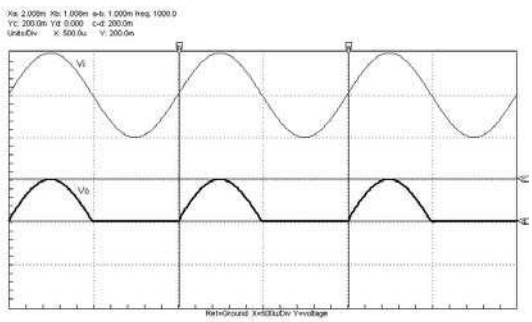


Figura 18.3b *Andamento delle tensioni di V_i e V_o nel circuito raddrizzatore di cui alla figura 18.3a*

posizione dei due marker orizzontali, ossia la differenza ($c - d$) = 200 mV, indica l'ampiezza del segnale di uscita che è eguale al valore di picco della V_i di ingresso. L'unico accorgimento da prendere nel realizzare questo stadio raddrizzatore sta nel porre $R >> R_f$ al fine di rendere prossima a zero quella parte di segnale V_i che giunge direttamente alla stessa R tramite la R_f. Per ottenere un'uscita V_o negativa è sufficiente invertire i due diodi.
La figura 18.4*a* riporta quindi un altro stadio raddrizzatore, ma di tipo non invertente, che fornisce un'ottima precisione nella funzione raddrizzatrice.

La figura 18.4*b* espone le forme d'onda in ingresso e in uscita. Il segnale pilota V_i è sempre di 400 mV da picco a picco e la frequenza sempre pari a 1 kHz.

18.2 RADDRIZZATORE A DUE SEMIONDE CON OP-AMP

Una delle molteplici soluzioni per ricavare un raddrizzatore a onda intera tramite l'amplificatore operazionale è riportata nella figura 18.5*a*. Per il funzionamento è sufficiente considerare che quando in ingresso si presenta la semionda positiva del segnale V_i, la forma d'onda presente sull'uscita di A_1 porta in conduzione il diodo D_1 e in interdizione il diodo D_2. L'op-amp A_1, si comporta quindi da amplificatore invertente a guadagno unitario ($R_2 = R_1$) il cui segnale V'_o – semionda negativa – va al nodo K e quindi all'ingresso dell'op-amp A_2. Sull'uscita di quest'ultimo, data la configurazione invertente, sarà quindi presente la semionda positiva di ampiezza pari al valore di picco della V_i.

Nell'alternanza negativa della tensione V_i, per la configurazione invertente di A_1, il diodo D_2 viene polarizzato direttamente, mentre il diodo D_1 va in interdizione. Pertanto, in questo semiperiodo, l'uscita di A_1 è sconnessa dal nodo K ($V'_o = 0$). In questo semiperiodo sarà allora l'op-amp A_2 ad agire da amplificatore invertente a guadagno unitario ($R_6 = R_4$) direttamente sul segnale V_i "ribaltandolo" e fornendo quindi in uscita una semionda positiva.

Ciò è reso evidente dai diagrammi riportati nella figura 18.5b dove, dall'alto verso il basso, sono riportate le forme d'onda della tensione di ingresso V_i = 400 mV da picco a picco, della tensione V'_o al punto K e della tensione V_o di uscita. I due marker verticali indicano la frequenza, mentre i due marker orizzontali indicano l'am-

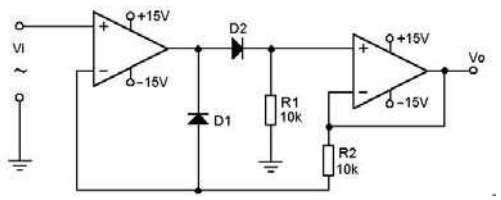


Figura 18.4a *Raddrizzatore a una semionda con op-amp in configurazione non invertente*

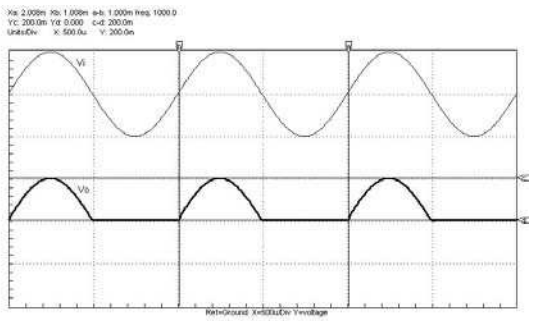


Figura 18.4b *Forme d'onda dei segnali di ingresso e di uscita nel raddrizzatore a semionda con op-amp non invertente di cui alla figura 18.4a*

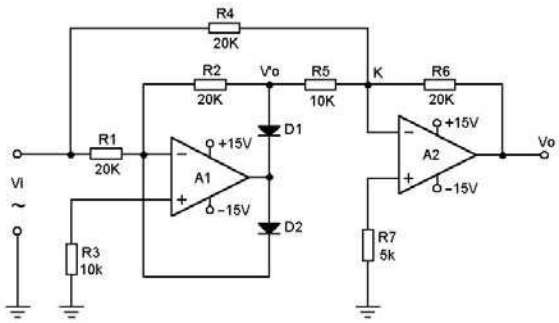


Figura 18.5a *Circuito raddrizzatore con op-amp a onda intera*

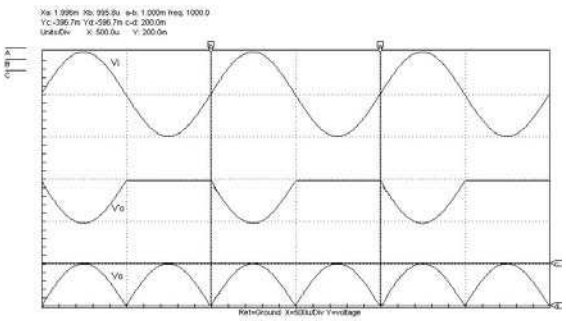


Figura 18.5b *Forme d'onda relative al raddrizzatore a due semionde di cui alla figura 18.5a. Poiché A_1 e A_2 hanno guadagno unitario i valori di picco della V_o e della V_i sono eguali*

INWARE EDIZIONI SHOP

è on line!

www.ieshop.it

- Abbonamenti
- Arretrati
- Libri
- CD-ROM
- Hardware
- Software
- Componentistica elettronica

Codice MIP 256083

piezza del segnale V_o di uscita. Si legge $(c - d)$ = 200 mV. Invertendo i diodi D_1 e D_2 si ha un'uscita di polarità opposta.
Il dimensionamento implica che si ponga:

$$R_1 = R_2 = R_4 \qquad R_5 = R_4 / 2$$

18.3 I CIRCUITI CLIPPER

I circuiti clipper sono circuiti che tagliano una quota parte del segnale di ingresso o nella sua escursione negativa (clipper negativo) o nella sua escursione positiva (clipper positivo).

La figura 18.6 riporta in *a* la configurazione del circuito clipper negativo e in *b* la configurazione del circuito clipper positivo. Si può constatare come le due configurazioni, a meno della posizione del diodo D_1, siano fra loro identiche e come entrambe siano del tutto simili ai due stadi raddrizzatori di cui alla figura 18.1 con l'unica differenza consistente nell'avere collegato il carico *R* non a massa, ma ad una tensione di riferimento V_{ref}.
Considerando, per esempio, il clipper negativo della figura 18.6*a*, qui il diodo D_1 va in conduzione durante l'alternanza positiva del segnale V_i di ingresso e in questa condizione rimane fino a quando lo stesso segnale non giunge al valore della tensione V_{ref} di riferimento. In questo istante il diodo passa in interdizione e l'uscita si mantiene al valore V_{ref}. Non appena la V_i torna a essere maggiore della tensione di riferimento, il diodo torna in conduzione e il ciclo si ripete.

Ciò è posto in evidenza nella figura 18.7 dove l'ordinata $(c - d)$ = 0,5 V indica il valore attribuito alla V_{ref} in entrambi i circuiti clipper di cui alla figura 18.6.
Per ottenere un clipper positivo è sufficiente, come mostra la figura 18.6*b*, invertire il diodo D_1. La forma d'onda che così si ricava per la V_o è riportata nella figura 18.8.

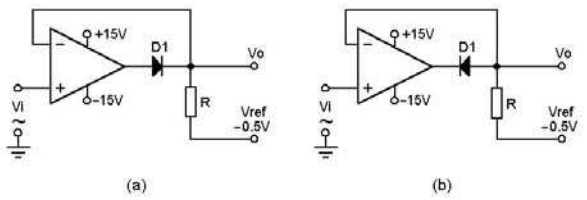


Figura 18.6 *Circuiti clipper. In a il circuito clipper negativo, in b il clipper positivo*

18.4 I CIRCUITI CLAMPER

I circuiti clamper consentono di spostare un segnale verticalmente verso l'alto o verso il basso. Questo risultato si ottiene sommando al segnale di ingresso una tensione continua il cui valore determina l'entità e il segno della traslazione: se la componente continua, indicata con V_{ref}, è positiva, la traslazione è verso l'alto, viceversa, se è negativa, la traslazione è verso il basso.
Esempi di circuito con effetto clamping sono già stati esposti in precedenza a proposito dell'alimentazione singola degli operazionali negli stadi amplificatori. In quell'occasione si è visto come portando sull'ingresso non invertente dell'op-amp una tensione pari a metà della tensione di alimentazione, si ha in uscita, a monte del condensatore C_o, una tensione amplificata, ma sovrapposta a una componente continua di valore pari a $V_{CC}/2$. Il condensatore C_o, tagliando la componente continua, ripristina in uscita il segnale alternato. È pertanto a quelle configurazioni, sia invertente che non invertente, che si può fare riferimento quando si desideri, oltre a un'amplificazione del segnale V_i di ingresso, anche una sua traslazione non necessariamente pari a $V_{CC}/2$. Più in generale, infatti, per modificare l'entità della tra-

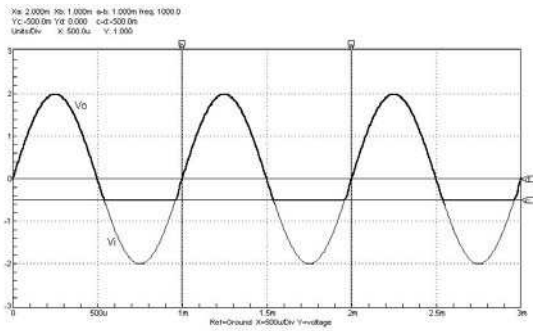


Figura 18.7 *Forme d'onda in ingresso e in uscita nel circuito clipper negativo di cui alla figura 18.6a.*

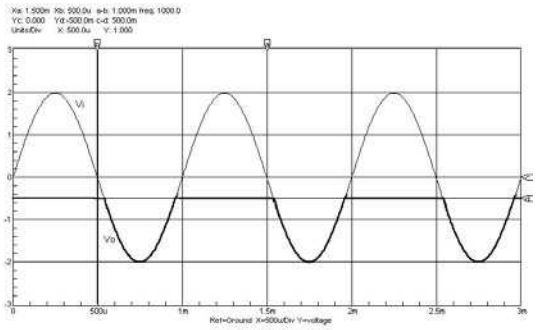


Figura 18.8 *Forme d'onda in ingresso e in uscita nel circuito clipper positivo di cui alla figura 18.6b*

slazione stessa, è sufficiente modificare i valori delle resistenze R_1 e R_2 del partitore sull'ingresso non invertente (vedi l'articolo. relativo all'alimentazione degli op-amp). La figura 18.9, rispettivamente in *a* e in *b*, riporta il circuito clamper positivo (V_{ref}>0) nelle configurazioni invertente e non invertente. La tensione di riferimento può essere ricavata dalla V_{CC}= +15 V (o dalla $-V_{CC}$ nel caso di clamper negativo) tramite partitore con due resistenze fisse o tramite partitore con una resistenza fissa e un trimmer attraverso il quale modificare l'entità della componente continua e quindi la traslazione del segnale. Quest'ultima soluzione è riportata nella figura 18.10*a* dove l'operazionale è connesso come inseguitore di tensione (A_{CL} = 1).

Ponendo il cursore del trimmer a metà corsa, ossia ponendo R_1 = R_2, si ricavano in simulazione le forme d'onda riportate nella figura 18.10*b*. Qui si vede come la tensione V_o di uscita abbia lo stesso andamento della tensione V_i di ingresso, ma sia traslata verso l'alto di una grandezza pari a metà della tensione di alimentazione. Con riferimento alla posizione dei marker orizzontali, si legge infatti (*c* – *d*) = 7,5 V. Ponendo il cursore in modo da inserire l'intero valore del trimmer (100 kΩ), si porta sull'ingresso non invertente dell'op-amp una tensione V_{ref} = 5 V e quindi sarà pari a 5 V la traslazione del segnale di uscita rispetto al segnale di ingresso. Questo risultato è esposto nella figura 18.10*c* attraverso la posizione reciproca dei due marker orizzontali. Si legge, infatti: (*c* – *d*) = 5 V.

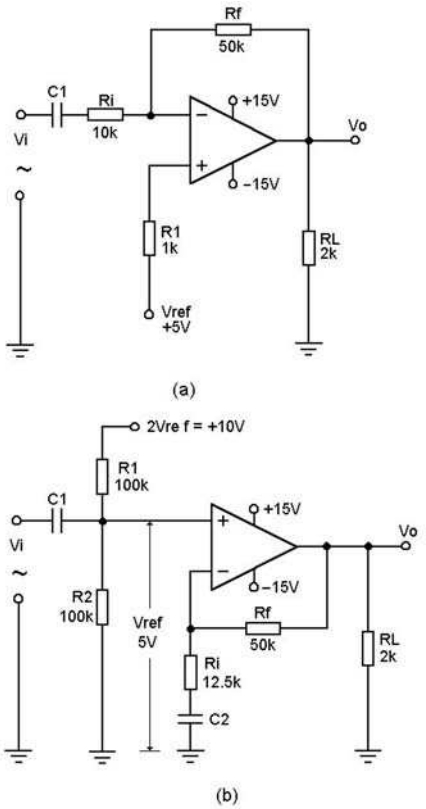


Figura 18.9 *Circuiti con clamper positivo realizzati con op-amp in configurazione invertente (a) e non invertente (b)*

18.5 IL RIVELATORE DI PICCO (PEAK DETECTOR)

Il rivelatore di picco consente la visualizzazione e la misura del valore massimo di un segnale di ampiezza variabile nel tempo. La figura 18.11*a* riporta uno schema base di peak detector con op-amp. Si può constatare come il circuito che fa capo all'operazionale A_1 sia fondamentalmente un raddrizzatore nel quale però il condensatore

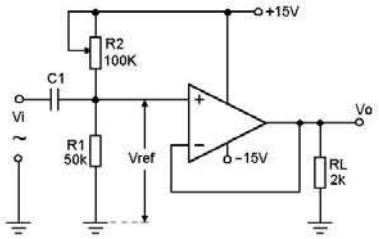


Figura 18.10a *Circuito clamper positivo con op-amp in configurazione voltage follower*

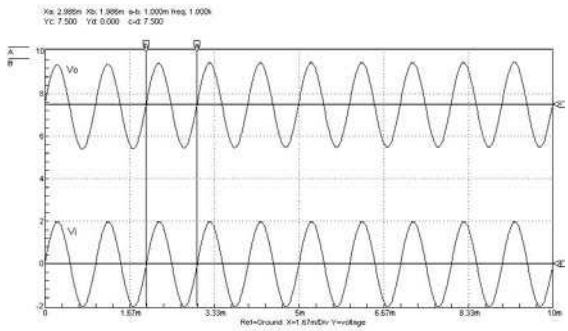


Figura 18.10b *Avendo posto R_1 = R_2 nel circuito clamper della figura 18.10a, la tensione V_o di uscita è traslata, rispetto alla tensione V_i di ingresso, di una grandezza pari a V_{CC}/2=7,5V*

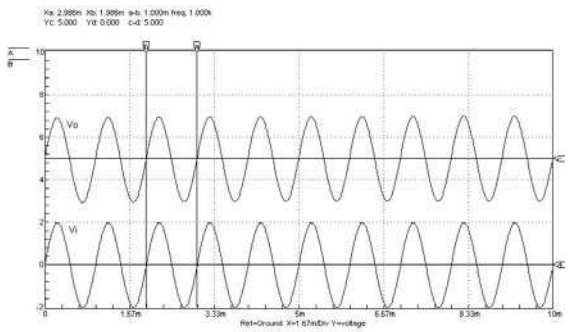


Figura 18.10c *Avendo inserito interamente il trimmer da 100 kΩ, la tensione di uscita è traslata, rispetto all'ingresso, di 5V*

C_1 immagazzina una tensione continua di valore pari al valore massimo del segnale di ingresso.

Considerando, per esempio, un segnale V_i sinusoidale – figura 18.11*b* – si ha che durante l'escursione di questo dal valore zero al valore di picco, il diodo D_1 conduce e quindi l'andamento della tensione di uscita replica l'ingresso. Successivamente – in pratica dopo il primo quarto di periodo – quando la tensione di ingresso decresce, C_1 mantiene la carica e pertanto l'uscita permane al valore di picco della V_i. Si noti infatti che C_1 non ha alcuna via che ne consenta la scarica (a meno dell'ingresso invertente dell'op-amp la cui impedenza è teoricamente infinita).
La resistenza R_2 è solo di protezione per l'ingresso invertente dell'op-amp evitandone la probabile distruzione che potrebbe manifestarsi per la scarica di C_1 nell'istante in cui si apre il circuito di alimentazione. Una lettura negativa del valore di picco di un segnale variabile si eseguirà invertendo il diodo. Lo stadio successivo al raddrizzatore (A_2) fa solo da buffer consentendo di collegare in uscita un qualsiasi carico senza alterare la lettura del valore di picco della tensione applicata in ingresso. Mentre per A_1 è sufficiente utilizzare un op-amp veloce, per A_2 è consigliabile ricorrere ad op-amp con ingresso a Fet.

18.6 IL CIRCUITO SAMPLE AND HOLD

La figura 18.12*a* riporta il circuito sample and hold, ossia il circuito di campionamento e tenuta. Come si può vedere vi sono due ingressi e un'uscita. A uno dei due ingressi va applicato il segnale V_i da campionare, mentre all'altro ingresso va inviato il segnale V_s. di controllo del campionamento la cui frequenza dev'essere notevolmente più elevata. Il Fet funge da interruttore la cui chiusura e apertura è comandata dal segnale V_s. Quando il segnale di campionamento è a livello basso il Fet, che va in conduzione, consente la carica del condensatore C_1 fino al valore della V_i e, nel contempo, fornisce in uscita una tensione V_o dello stesso andamento della V_i. Viceversa, quando il livello della V_s è alto, il Fet passa in interdizione e la tensione in quell'istante presente ai capi di C_1, si ritrova in uscita. Questa condizione permane (condizione hold) fino a quando il Fet non torna in conduzione.

La figura 18.12*b* riporta l'andamento della tensione V_s di campionamento, della tensione sinusoidale di ingresso V_i e della tensione V_o di uscita. In questo diagramma si noti come, nell'intervallo (*a* – *b*) per esempio, così come in tutti gli analoghi intervalli in cui la V_s è a livello basso, il segnale di uscita abbia lo stesso andamento del

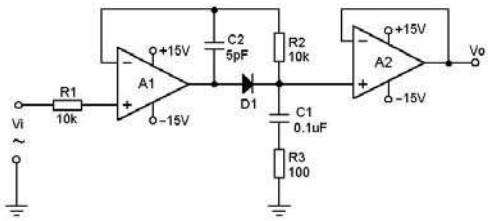


Figura 18.11a *Rivelatore di picco (peak detector) con op-amp*

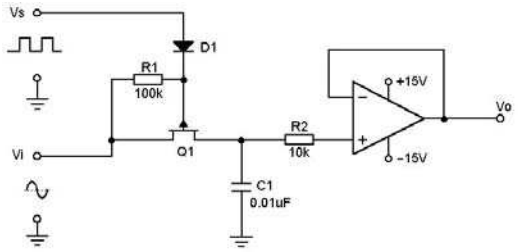


Figura 18.12a *Circuito sample and hold*

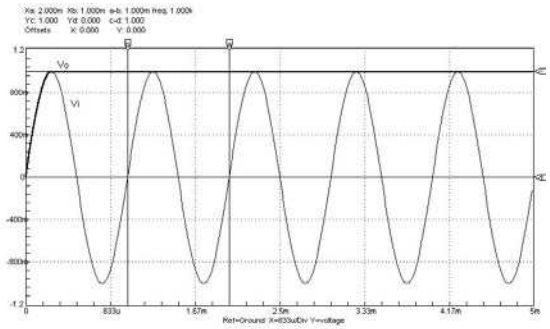


Figura 18.11b *Andamento delle tensioni di ingresso e di uscita nel rivelatore di picco di cui alla figura 18.11a*

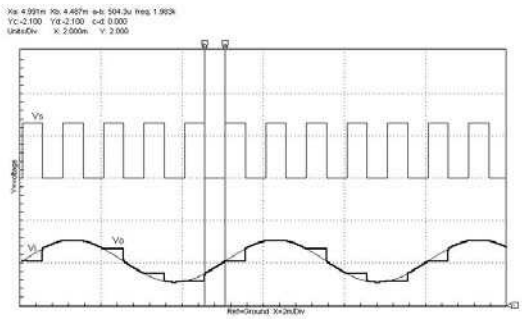


Figura 18.12b *Andamento della tensione V_s di campionamento, della tensione V_i di ingresso e della tensione Vo di uscita nel circuito sample and hold di cui alla figura 18.12a*

PUMP UP THE VOLUME!

*Disponiamo di una vasta gamma di apparecchiature audio per impeghi professionali dai mixer alle casse acustiche, dai microfoni ai riproduttori di CD. Consulta il nostro sito **www.futuranet.it** dove potrai visualizzare le schede tecniche di ciascun prodotto.*

AMPLIFICATORI DI POTENZA PROFESSIONALI

NEW

1 — 800+800W

VPA800MB **€ 520,00**

2 — 600+600W

VPA600MB **€ 470,00**

3 — 400+400W

VPA400MB **€ 450,00**

4 — 300+300W

VPA300MB **€ 420,00**

Rif.	Potenza d'uscita su 2 Ohm:	Potenza d'uscita su 4 Ohm:	Potenza d'uscita su 8 Ohm:	Potenza d'uscita mono a ponte su 8 Ohm:	Distorsione armonica	Risposta in frequenza	Rapporto S/N	Sensibilità di ingresso	Led di segnalazione	Connettori altoparlanti	Connettori input	Aliment.	Dimensioni
1	2 x 1400Wrms	2 x 1200Wrms	2 x 800Wrms	2000Wrms	<0,01% 8ohm - 1KHz	20-20000Hz ± 0,1dB	>106dB	0,775V/1,0V/ 1,55V	stereo/parallelo/ ponte-saturazio-ne/protezione	2 x speaker (stereo), 1 x speaker (ponte)	2 x XLR	230VAC/ 50Hz	19"x 145 x 430mm
2	2 x 1100Wrms	2 x 900Wrms	2 x 600Wrms	1800Wrms	<0,01% 8ohm - 1KHz	20-20000Hz ± 0,1dB	>105dB	0,775V/1,0V/ 1,55V	stereo/parallelo/ ponte-saturazio-ne/protezione	2 x speaker (stereo), 1 x speaker (ponte)	2 x XLR	230VAC/ 50Hz	19"x 145 x 430mm
3	2 x 800Wrms	2 x 600Wrms	2 x 400Wrms	1000Wrms	<0,01% 8ohm - 1KHz	20-20000Hz ± 0,1dB	>105dB	0,775V/1,0V/ 1,55V	stereo/parallelo/ ponte-saturazio-ne/protezione	2 x speaker (stereo), 1 x speaker (ponte)	2 x XLR	230VAC/ 50Hz	19"x 145 x 430mm
4	-	2 x 450Wrms	2 x 300Wrms	700Wrms	<0,01% 8ohm - 1KHz	20-20000Hz ± 0,1dB	>103dB	0,775V/1,0V/ 1,55V	stereo/parallelo/ ponte-saturazio-ne/protezione	2 x speaker (stereo), 1 x speaker (ponte)	2 x XLR	230VAC/ 50Hz	19"x 145 x 430mm

AMPLIFICATORI DI POTENZA

1 — MOSFET 1300+1300W

VPA21300MB **€ 740,00**

VPA2900MB **€ 620,00** — MOSFET 900+900W

3 — MOSFET 600+600W

VPA2600MB **€ 455,00**

4 — STEREO a MOSFET 300+300W

VPA2450MB **€ 391,00**

5 — VPA2300MB **€ 270,00** — MOSFET 300+300W

2 — VPA2200MBN **€ 223,00** — STEREO a MOSFET 100+100W

6

VPA2100MN **€ 120,00** — STEREO 85+85W

7

	1	2	3	4	5	6	7
Potenza d'uscita su 4 Ohm:	2 x 1900Wrms	2 x 1350Wrms	2 x 900Wrms	2 x 450Wrms	2 X 450Wrms	2 x 200Wrms	2 x 100Wrms
Potenza d'uscita su 8 Ohm:	2 x 1300Wrms	2 x 900Wrms	2 x 600Wrms	2 x 300Wrms	2 x 300Wrms	2 x 100Wrms	2 x 85Wrms
Potenza di uscita mono a ponte su 8 Ohm:	3800Wrms	2700Wrms	1800Wrms	600Wrms	900Wrms	300Wrms	-
Distorsione armonica:	< 0,01%	<0,01%	< 0,01%	< 0,04%	< 0,01%	< 0,04%	< 0,04%
Risposta in frequenza:	20-20000Hz ± 0,5dB	20-20000Hz ± 0,5dB	10Hz - 50KHz ± 1,5dB	10Hz ~ 40KHz / 8 Ohm	10Hz - 50KHz ± 1.5dB	10Hz ~ 40KHz / 8 Ohm	-
Rapporto S/N:	>100dB	>100dB	>100dB	>110dB	>90dB	>110dB	>110dB
Sensibilità di ingresso:	0,77V / 26dB / 1,44V	0,77V / 26dB / 1,44V	0,77V / 26dB / 1,44V	1,23Vrms (± 1dB)	0,77V / 26dB / 1,44V	1,23Vrms (± 1dB)	1,23Vrms (± 1dB)
Led di segnalazione:	stereo / parallelo / ponte - saturazione / protezione	stereo / parallelo / ponte - saturazione / protezione	stereo / parallelo / ponte - saturazione / protezione	alimentazione, segnale, max potenza	stereo / parallelo / ponte - saturazione / protezione	alimentazione, segnale, max potenza	alimentazione, segnale, max potenza
Connettori altoparlanti:	NL4FC + plug a banana	NL4FC + plug a banana	NL4FC + plug a banana	NL4FC	NL4FC + plug a banana	NL4FC + plug a banana	a vite e a banana
Connettori d'ingresso:	XLR e jack 6,35mm	XLR e jack 6,35mm	XLR e jack 6,35mm	XLR e jack 6,35mm	XLR e jack 6,35mm	XLR e jack 6,35mm	XLR bilanciato, jack
Alimentazione:	230VAC/50Hz	230VAC/50Hz	230VAC/50Hz	230VAC/50Hz	230VAC/50Hz	230VAC/50Hz	230VAC/50Hz
Dimensioni:	540 x 482 x 145mm	540 x 482 x 145mm	540 x 482 x 145mm	482 x 132 x 435mm	19" x 145 x 540mm	482 x 95 x 310mm	482 x 240 x 95mm
Peso:	40Kg	35Kg	27Kg	21Kg	18Kg	13Kg	7,4Kg

Tutti i prezzi s'intendono IVA inclusa.

CASSE ACUSTICHE AMPLIFICATE

VDSABS15A **€ 342,00** — 180W

- Potenza massima: **180W (120 Wrms)**;
- Impedenza cassa: **8 Ohm**;
- Filtro: **2 vie**;
- Risposta in frequenza: **40 Hz - 18 kHz**;
- Dimensioni woofer: **15" (38cm)**;
- Dimensioni tweeter: **1,35" (3,5cm)**;
- Sensibilità (1W/1m): **97dB**;
- Dimensioni: **720 x 495 x 365mm**;
- Peso: **28kg**.

Diffusore acustico amplificato con potenza di 120Wrms. Completo di staffa di fissaggio per utilizzo come cassa-monitor e di foro di fissaggio per supporto metallici per impiego come cassa tradizionale. Ingressi microfono e linea con controllo volume, alti, bassi. Griglia di protezione in metallo, eccezionale rapporto prezzo/qualità.

VDSABS12A **€ 255,00** — 150W

- Potenza massima: **150W (100 Wrms)**;
- Impedenza cassa: **8 Ohm**;
- Filtro: **2 vie**;
- Risposta in frequenza: **45Hz – 18kHz**;
- Dimensioni woofer: **12" (31cm)**;
- Dimensioni tweeter: **1,35" (3,5cm)**;
- Sensibilità (1W/1m): **95dB**;
- Dimensioni: **630 x 410 x 330mm**;
- Peso: **23kg**.

Strumento di diffusione acustica amplificato con potenza di 100Wrms.
Completo di staffa di fissaggio per utilizzo come cassa-monitor e di foro di fissaggio per supporto metallico per impiego come cassa tradizionale. Ingressi microfono e linea con controllo volume, alti, bassi. Griglia di protezione in metallo, eccezionale rapporto prezzo/qualità.

VDSABS8A **€ 108,00** — 100W

- Potenza massima: **100W (80 Wrms)**;
- Impedenza cassa: **8 Ohm**;
- Filtro: **2 vie**;
- Risposta in frequenza: **45 Hz - 18 kHz**;
- Dimensioni woofer: **8" (21cm)**;
- Dimensioni tweeter: **1" (2,5cm)**;
- Sensibilità (1W/1m): **96dB**;
- Dimensioni: **460 x 310 x 270mm**;
- Peso: **9kg**.

Robusto diffusore acustico amplificato a due vie con potenza di 80Wrms per impieghi generali. Ingressi microfono e linea con controllo volume, alti, bassi. Griglia di protezione in metallo, eccezionale rapporto prezzo/prestazioni.

FUTURA ELETTRONICA

Via Adige, 11 - 21013 GALLARATE (VA)
Tel. 0331/799775 - Fax 0331/778112 - *www.futuranet.it*

Disponibili presso i migliori negozi di elettronica o nel nostro punto vendita di Gallarate (VA).
Caratteristiche tecniche e vendita on-line: **www.futuranet.it**

Codice MIP **256087**

segnale di ingresso, mentre, quando il segnale V_s è a livello alto l'uscita rimanga al livello che ha l'ingresso nel momento in cui si manifesta il fronte di salita della V_s e a questo livello rimanga per tutto il semiperiodo positivo della stessa V_s.
In altri termini il circuito di campionamento e tenuta ha due condizioni di stato: una nella quale il segnale di ingresso è campionato e trasmesso all'uscita, e una seconda condizione nella quale l'ultimo valore campionato è memorizzato fino al successivo campionamento.
L'utilizzazione di questo circuito si ritrova in molteplici ambiti, ma particolarmente nei sistemi di interfaccia analogico-digitale e nella modulazione di impulsi. In commercio esistono ormai circuiti integrati già previsti per questa funzione.

18.7 L'AMPLIFICATORE DI CORRENTE

L'op-amp, più frequentemente utilizzato come amplificatore di tensione, trova un utile impiego anche come amplificatore di corrente. Un esempio di questa applicazione è esposto nella figura 18.13 nella quale l'op-amp è in configurazione invertente.

Con riferimento alle tensioni presenti nei punti K e N e considerando prossime a zero le correnti negli ingressi invertente e non invertente, si ha:

$$V_K = V_o + R_1 I$$
$$V_N = V_o - R_2 I_L$$

Poiché con ottima approssimazione, V_K è eguale a V_N, dalle precedenti espressioni si ricava:

$$V_o + R_1 I = V_o - R_2 I_L$$

E da questa, per la corrente nel carico R_L si ottiene:

$$I_L = -I \cdot \frac{R_1}{R_2} \qquad [18.1]$$

Si noti che la corrente I_L si mantiene costante anche per ampie escursioni del carico. In simulazione, ponendo I = 2 mA, R_1 = 2,2 kΩ e R_2 = 220Ω, la corrente nel carico si è mantenuta al valore costante I_L = 20 mA variando il carico da 0,1Ω a 500Ω.
La figura 18.14 riporta quindi un analogo amplificatore sempre di tipo invertente, ma con carico flottante, ossia senza alcuna connessione verso massa. La caduta di tensione ai capi delle resistenze R_1 e R_2 è eguale e pertanto, tenendo conto del verso delle correnti I1 e I2, si può scrivere:

$$R_1 I_1 = -R_2 I_2$$

Da cui:

$$I_2 = -I_1 (R_1 / R_2) \qquad [18.2]$$

Essendo:

$$I_L = I_2 + I_1$$

sostituendo in questa la [18.2] si ricava infine:

$$I_L = -I_1 \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \qquad [18.3]$$

La figura 18.15 riporta quindi un amplificatore di corrente di tipo non invertente. L'op-amp è infatti disposto come voltage follower. Le tensioni sugli ingressi non invertente e invertente sono eguali fra loro e coincidono quindi con la V_o. Si ha cioè:

$$V_N = V_o = V_K$$

Da questa espressione si vede allora come la caduta di tensione sulla R_1 debba necessariamente essere eguale alla caduta di tensione sulla R_2. È infatti $V_K - V_M = V_o - V_M$. Si ha quindi:

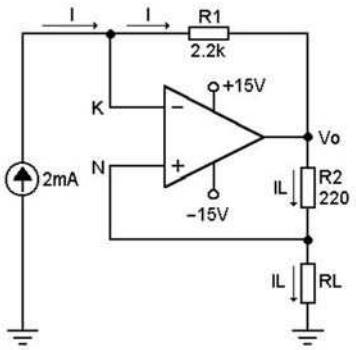


Figura 18.13 Amplificatore di corrente con op-amp in configurazione invertente

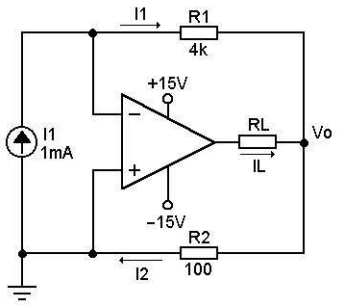


Figura 18.14 Amplificatore di corrente con op-amp in configurazione invertente e carico flottante

$R_1 I_1 = R_2 I_2$ [18.4]

Ma poiché al nodo *M* è:

$$I_L = I_1 + I_2$$

ricavando I_2 da quest'ultima e sostituendo nella [18.4] si ricava infine per I_L:

$$I_L = I_1 \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad [18.5]$$

Ponendo, come in figura 18.15, $I_1 = 1\ mA$, $R_1 = 10$ kΩ *e* $R_2 = 500\Omega$, si ricava una corrente I_L pari a 21 mA. La simulazione ha fornito il medesimo valore. Anche in questo caso la corrente I_L nel carico, entro un ampio margine è indipendente dal carico. In simulazione si ricava una $I_L = 21$ mA per qualsiasi valore di R_L compreso fra 0,1Ω e 250Ω.
I circuiti su descritti, anche senza alcuna particolare modifica, possono essere estesi alle correnti alternate. Supponendo, per esempio, di inviare all'ingresso dell'amplificatore di corrente di cui alla figura 18.15 una corrente alternata $I_1 = 1$ mA di valore massimo, si avrà sul carico R_L una corrente di valore massimo pari a 21 mA. Ciò è evidente nella figura 18.16 dove è riportato l'andamento delle correnti I_1 e I_L. Il marker orizzontale *d* indica il valore massimo della I_1 inviata all'ingresso del circuito (si legge, infatti, $Y_d = 1$ mA), mentre il marker *c* indica il valore massimo della corrente I_L nel carico (si legge, infatti, $Y_c = 21$ mA). I marker verticali, come di consueto, indicano la frequenza.

18.8 CIRCUITI SOTTRATTORI CON OP-AMP

I sottrattori sono circuiti che presentano una tensione V_o di uscita pari alla differenza fra due tensioni V_1 e V_2 applicate agli ingressi. Un esempio di sottrattore, realizzato con un solo operazionale, è esposto nella figura 18.17.

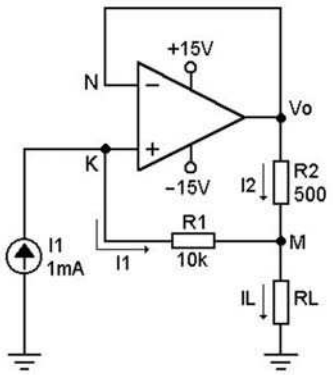


Figura 18.15 *Amplificatore di corrente con op-amp in configurazione non invertente*

L'espressione della V_o si ricava tramite il principio di sovrapposizione degli effetti. Allora, per $V_2 = 0$ e con il generatore V_1 attivo si ha:

$$V_M = V_1 \cdot [R_2 /(R_1 + R_2)]$$

Per la tensione V_{o1}, essendo la configurazione non invertente, si ha quindi:

$$V_{o1} = V_M \cdot \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) = V_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) \quad [18.6]$$

Per $V_1 = 0$ e con il generatore V_2 attivo, essendo la configurazione invertente, si ha:

$V_{o2} = V_2 (- R_f /R_i)$ [18.7]

Poiché $V_o = V_{o1} + V_{o2}$, per la tensione di uscita, sommando la [18.6] alla [18.7], si ottiene l'espressione:

$$V_o = -V_2 \frac{R_f}{R_i} + V_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right)$$

Questa per $R_f = R_i$ e $R_1 = R_2$ fornisce per la V_o:

$V_o = V_1 - V_2$ [18.8]

Il sottrattore può utilizzarsi sia in continua che in alternata. Pertanto applicando, per esempio, una tensione sinusoidale V_1 con 6 V da picco a picco

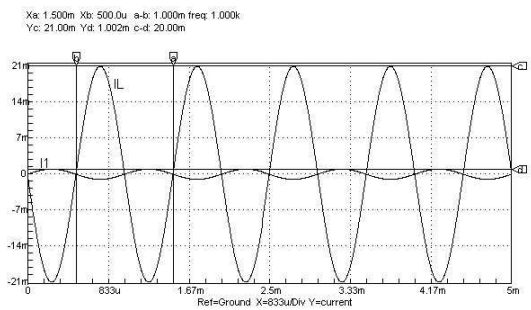


Figura 18.16 *Inviando all'ingresso dell'amplificatore di corrente di cui alla figura 18.15 una corrente alternata $I_1 = 1$ mA si ha sul carico R_L una corrente $I_L = 21$ mA*

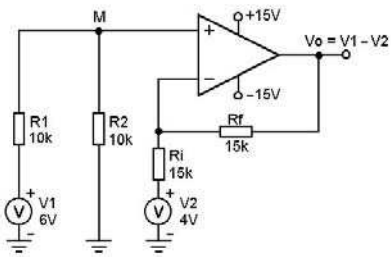


Figura 18.17 *Circuito sottrattore con un solo op-amp*

e una tensione sinusoidale V_2 con 4 V da picco a picco, come evidenzia la figura 18.18 si ha una tensione di uscita V_o con 2 V da picco a picco.

La figura 18.19 riporta un sottrattore che utilizza due operazionali. Anche in questo caso, al fine di pervenire all'espressione della tensione di uscita, è conveniente applicare il principio di sovrapposizione degli effetti considerando attivo dapprima il generatore V_1 ponendo a massa l'ingresso non invertente dell'op-amp A_2, e successivamente, considerando attivo il generatore V_2 ponendo a massa l'input non invertente dell'op-amp A_1.
Con V_1 attivo e l'ingresso (+) di A_2 a massa la tensione V'_o in uscita dall'operazionale A_1 al cui ingresso è applicata la tensione V_1, essendo la configurazione non invertente, ha espressione:

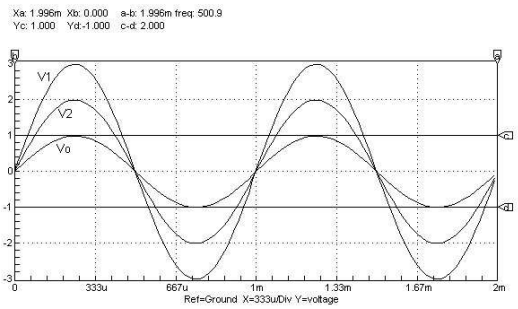


Figura 18.18 *Il sottrattore di cui alla figura 18.17 può utilizzarsi anche per segnali alternati. Inviando agli ingressi due segnali sinusoidali V_1 e V_2 si ha in uscita una tensione V_o=V_1–V_2*

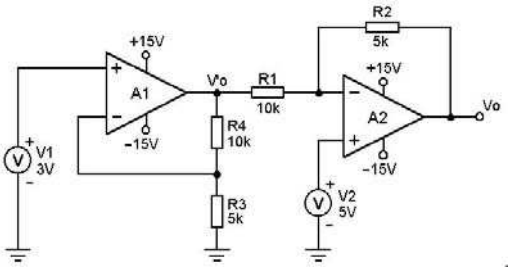


Figura 18.19 *Circuito sottrattore con due operazionali*

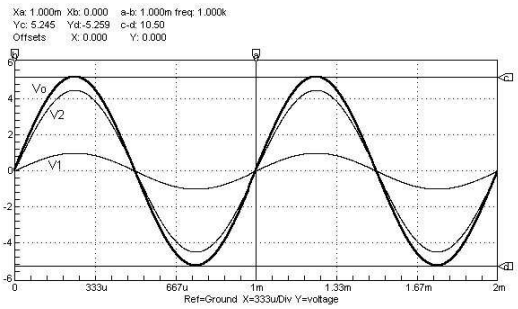


Figura 18.20 *Applicando agli ingressi del sottrattore della figura 18.19 i segnali sinusoidali V_1 e V_2 si ha in uscita un segnale proprorzionale alla differenza (V_2 - V_1).*

$$V'_o = V_1\,[1 + (R_4/R_3)] \quad [18.9]$$

Per la tensione V_{o1} in uscita dall'op-amp A_2, essendo questo in configurazione invertente, si ha:

$$V_{o1} = -V'_o\,(R_2/R_1)$$

Sostituendo in questa la [18.9] si ricava:

$$V_{o1} = -V_1 \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \cdot \frac{R_2}{R_1} \qquad [18.10]$$

Con V_1 cortocircuitato e V_2 attivo per la tensione di uscita da A_2 si ha:

$$V_{o2} = V_2\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \qquad [18.11]$$

Sommando alla [18.11] la [18.10] e ponendo $R_1 = R_4$ e $R_2 = R_3$ si ha infine:

$$V_o = V_{01} + V_{02} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot (V_2 - V_1) \qquad [18.12]$$

La tensione di uscita è pertanto proporzionale alla differenza ($V_2 - V_1$). Agendo sul valore della resistenza R_1 (per porre poi, comunque, $R_4 = R_1$) [o sul valore della R_2 (per porre poi, comunque, $R_2 = R_3$)] innalzandone il valore, ma badando a non fare andare in saturazione lo stadio con A_1, si può far tendere all'unità il termine [1 + (R_2/R_1)] in modo da approssimare sempre più la V_o alla differenza ($V_2 - V_1$).
In simulazione si è posto $R_1 = R_4 = 10$ kΩ e $R_2 = R_3 = 5$ kΩ. Applicando quindi una $V_1 = 3$V e una $V_2 = 5$ V si è ricavato per V_o il valore di 3 V. Dall'ultima espressione, con i valori attribuiti alle resistenze e ai due generatori, si ha infatti:

$$V_o = \left(1 + \frac{5000}{10000}\right) \cdot (5 - 3) = 3V$$

Il circuito, oltre che in continua, è valido in alternata. In simulazione, posto $V_1 = 2$ V da picco a picco e $V_2 = 9$ V da picco a picco, si è ricavata una tensione V_o il cui valore da picco a picco è risultato essere di 10,5 V.
Essendo, infatti, [1 + (R_2/R_1)] = 1,5, ed essendo ($V_2 - V_1$) = (9 – 2) = 7 V, si ha una V_o = 1,5 x 7 = 10,5 V. Questa tensione è indicata nel diagramma di cui alla figura 18.20 dalla posizione reciproca dei marker orizzontali *c* e *d*. Si legge, infatti: (*c* – *d*) = 10,5 V.

Codice MIP 256080

Motori CC

Motore 12V	150 ma 3000 giri/minuto	€ 2,00
Motoriduttore 12 V	150 ma 2 giri sec	€ 2,50
Motoriduttore 12 V	con vite senza fine 350 ma	€ 2,50
Motore cc 12V	150 ma 3000 giri/minuto	€ 2,00
Motore 24 V	320 ma 5000 giri/minuto	€ 4,00
Motore AC 220v	con trasformatore 12+12 incluso	€ 7,00
Motore 24 V	250 ma	€ 1,00
Motoriduttore Bhuler	12 Volts 350 mA	€ 10,00
Motore AC 220	AC 220 volt Papst a gabbia rotante	€ 7,00

per ulteriori informazioni, prodotti e offerte consultare il sito www.micromed.it

STEPPER

a partire da € 2.50

M18 2 fasi / 5 volt	€ 2,50
M20 70x15 / 4 fasi / V12 / 33 Ohm / 200 passi / Asse 6 mm	€ 7,50
M21 35x35 / 4 fasi / V12 / 36 Ohm 200 passi / Asse 4,5 mm	€ 10,00
M22 57x54 / 4 fasi / 2A / 1,1 Ohm / 200 passi / Asse 6 mm	€ 10,00
disponibile anche usato	€ 5,00
M53 58x39 / 2 fasi / 1 Amp / asse 6 mm	€ 12,00
M52 57x49 / 4 fasi / 1,8 Amp / asse 6,5 mm	€ 15,00

M40 Scheda per controllo di motori stepper unipolari e bipolari chopped. Ottima con tutti i nostri motori ed utilizzabile con tutti i programmi CNC con adattatore parallelo PC (PP)

OFFERTA SPECIALE! con l'acquisto di una M40 6 motori a €12!!

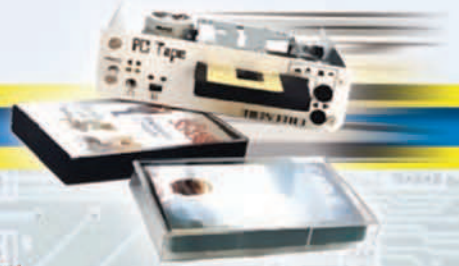
montata e collaudata **€ 26,00** con clock quarzato **€ 33,50**

per ulteriori informazioni, prodotti e offerte consultare il sito www.micromed.it

PC Phono si applica ad uno slot portaschede posteriore del PC e si connette alla scheda sonora. Masterizza la musica direttamente dal tuo piatto anche in MP3. Fino a 25 dischi 33 giri su un solo CD !!! **€ 36,00**

Trasforma la tua musica in digitale !!!

PC Tape si applica ad uno slot del PC e si connette alla scheda sonora rendendo cosi' le tue registrazioni disponii bili per essere digitalizzate e compresse in MP3. Mastee rizza fino a 20 cassette su un solo CD !! **€ 60,00**



Display LCD

a partire da € 5.00

E32 1 riga x 8 caratteri	€ 5,00
E33 2 righe x 16 caratteri	€ 7,50
E35 1 riga x 40 caratteri	€ 7,00
E50 4 righe x 40 retroilluminato	€ 29,00
E51 1 riga x 16 retroilluminato	€ 10,00
E52 2 righe x 16 BIG	€ 10,00
E53 2 righe x 16 BIG retroilluminato	€ 20,00
E43 4 righe x 16	€ 12,00

per ulteriori informazioni, prodotti e offerte consultare il sito www.micromed.it

Schede

Gp Board
basata su un microcontrollore Microchip PIC16F874/7 e serie PIC 18xxx (40 Pin) con frequenza di lavoro fino a 40 MHz e Flash da 4/8K **€ 28,00**

M26 Scheda di pilotaggio stepper
Contiene a bordo l'oscillatore e pilota qualsiasi motore a 4 fasi. E' possibile comandare la velocita', lo start e il senso di rotazione **€ 20,00**

FM Radio Data Decoder
FM Radio Data Decoder Dispositivo per l'acquisizione e l'elaborazione dei messaggi RDS delle stazioni radio FM

in kit **€ 25,00**
montato **€ 35,00**

Scheda AD seriale
AD12 - Scheda di espansione per seriale PC conversione Analogico Digitale 12 bit per porta seriale a 8 canali di elevata precisione, tempo di conversione 8.8 microsecondi **€ 25,00**

PP- Scheda di espansione per parallela PC
12 bit uscita @ 500ma e 5 di ingresso. Ottima con M40 per controllo stepper CNC PP e' una scheda che bufferizza le uscite della porta parallela (8+4)e le trasferisce su un connettore per poter essere usate direttamente con un carico massimo di 500 ma per canale **€ 18,00**

E60
Scheda per collegare un LCD al PC **€ 20,00**

per ulteriori informazioni, prodotti e offerte consultare il sito www.micromed.it

Alimentatori

Switching - 1	Tipo *A1 / 5V 18A / 12V 3A / 12V 3A*	€ 5,00
Switching - 2	Tipo *A2 / 5V 3A / 12V 1A / 24V 4A*	€ 7,00
Switching Pro	Tipo *A4 / 5V 40A / 12V 10A / 24V 10A*	€ 50,00
Switching Pro	Tipo *A35 / 5V 4A*	€ 7,00
Switching ibrido 5 Volt		€ 10,00
Switching ibrido 12 Volt		€ 10,00
Trasformatori elettronici		da € 3,00 a € 6,00

per ulteriori informazioni, prodotti e offerte consultare il sito www.micromed.it

Super Offerte

Amplificatore 4W	€ 5,00
Amplificatore 4W due pezzi per qualsiasi uso	
Modulo telecomando	€ 7,00
RX TX infrarosso	
Fibra ottica 50 cm	€ 1,00
Fibra ottica 20 m	€ 10,00
Ventola	€ 3,00
DC 12 V. brushless 80x80x24	
Ventola	€ 5,00
Papst 220 volt 80x80x40	
Presa multipla	€ 5,00
Presa multipla per PC e accessori	
Led giganti	cad. € 0,50
Gialli o rossi	

per ulteriori informazioni, prodotti e offerte consultare il sito www.micromed.it

TUTTO IL MATERIALE LO TROVATE SU **WWW.MICROMED.IT**

Sede legale: Via Valpadana, 126 – 00141 – Roma

Tel. e Fax. 06 8102672 - info@micromed.it

MICROMED

Codice MIP 256091

Terza parte
n° 255 - Settembre 2006
Gestione di pulsanti, tastiere e display LCD

Quarta parte
n° 256 - Ottobre 2006
Generazione di segnali PWM

Quinta parte
n° 257 - Novembre 2006
Realizzazione di un timer digitale programmabile

MikroC by Example:

La modulazione PWM permette di generare e gestire segnali analogici utilizzando le normali uscite digitali del microcontrollore. In questo articolo verranno descritte diverse tecniche per generare segnali PWM utilizzano i PIC ed il MikroC.

INTRODUZIONE

Quella di generare o controllare segnali analogici utilizzando un microcontrollore è un'esigenza abbastanza frequente. In molti casi infatti un'informazione binaria tipo acceso/spento non è sufficiente, ma occorrere un segnale analogico vero e proprio al cui livello possa essere associata un'informazione. Quasi tutti i microcontrollori mettono a disposizione dei convertitori Analogico/Digitali, ma quasi nessuno incorpora la funzione opposta. Una soluzione un po' drastica (dal punto di vista dei costi) potrebbe essere quella di utilizzare un convertitore Digitale/Analogico esterno. Per fortuna nella maggior parte di applicazioni non occorre arrivare a tanto, ed è possibile utilizzare i dispositivi messi a disposizione dal micro per ottenere questa funzione. Per fare questo si ricorrere infatti alla modulazione PWM (*Pulse Width Modulation*, ossia modulazione a larghezza di impulsi), che consente appunto di generare dei segnali analogici partendo direttamente da segnali digitali.
L'idea è la seguente: si utilizza un'onda quadra, di solito a frequenza costante, scegliendo opportunamente il tempo in cui essa si mantiene a livello alto in ciascun periodo. Questo tempo è quello in cui in ogni ciclo effettivamente forniamo energia al dispositivo collegato, nel tempo rimanente questa energia verrà dissipata (o utilizzata) dal dispositivo stesso. L'energia media su un periodo sarà quindi funzione del rapporto tra la durata del livello alto e quella del livello basso (questo rapporto è chiamato "*duty cycle*"). Se vogliamo ottenere un valore "medio" stabile occorrerà che il dispositivo collegato sia "sufficientemente lento", in modo da eseguire proprio l'operazione di "media" nel tempo.
Nel caso di un microcontrollore (o altro dispositivo digitale) potremo ottenere un valore di tensione analogico compreso tra circa 0V e 5V (o comunque la tensione del livello logico alto), semplicemente generando un'onda quadra e variando il duty cycle dallo 0% al 100%. Come già detto è necessario che il circuito collegato a valle abbia un comportamento "passa basso", in modo da rispondere con sufficiente lentezza. Se questa condizione non è verificata, basta aggiungere un filtro passa basso passivo come mostrato in seguito. Ma come si genera un segnale PWM? Il metodo classico è illustrato in Figura 1.
È utile comprendere questo metodo perché sarà quello che utilizzeremo negli esempi seguenti (implementato via software o hardware). Si utilizza un contatore che viene costantemente incrementato, ed un valore di soglia: se il valore del contatore è inferiore alla soglia, l'uscita sarà a livello alto, se il contatore è maggiore o uguale, l'uscita sarà posta a livello basso. Per valori bassi della soglia si otterranno quindi duty cycle bassi, e viceversa. Nei prossimi paragrafi vedremo come implementare questo meccanismo in C, utilizzando diverse tecniche.

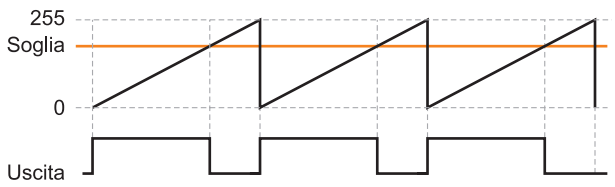
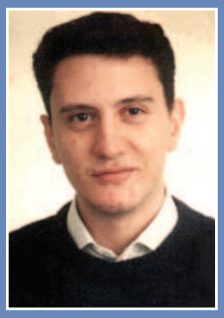


Figura 1 *Generazione di un segnale PWM*

Generazione di segnali PWM



di Antonio Di Stefano

PWM CON CODICE SEQUENZIALE

Il codice riportato di seguito mostra com'è possibile implementare in C un semplice generatore di segnale PWM. In questo caso il segnale viene costruito letteralmente come spiegato prima: viene usata una variabile per implementare il contatore, una per la soglia ed una condizione che aggiorna il livello dell'uscita. Questo approccio ha il vantaggio di essere utilizzabile su qualsiasi PIC, anche i più semplici, in quanto non si ricorre ad alcuna periferica hardware specifica, ed è possibile avere l'uscita su qualsiasi piedino di I/O. Il segnale PWM generato viene utilizzato nello schema di Figura 2 per fare lampeggiare un LED con una variazione graduale della luminosità. Ci si potrebbe chiedere come mai non sia stato usato un filtro passa basso. In effetti il LED è un dispositivo abbastanza veloce, e non esegue affatto la media del segnale, ma ne segue fedelmente il valore. Tuttavia il risultato che si ottiene è buono, perché la media è eseguita dal nostro occhio, che ha un tempo di risposta di circa un ventesimo di secondo! Il codice è riportato di seguito.

```
void main() {
  unsigned char cont, level, i;

  TRISB = 0;
  PORTB = 0;

  cont=0;
  level=0;
  i=0;

  // Loop infinito
  while(1) {
    if (cont>level) {
      PORTB=0;
    } else {
      PORTB=1;
    }
    cont++;

    i++;
    if (i==200) {
      level++;
      i=0;
    }
  }
}
```

La variabile cont è usata come contatore, ed è quindi incrementata ad ogni iterazione. Dal momento che è ampia 8 bit, raggiunto il limite di 255 tornerà automaticamente a zero. La variabile *level* è usata come soglia. Se avessimo assegnato un valore fisso, avremo potuto ottenere un valore stabile di luminosità del LED. In questo caso invece il valore della soglia è variato progressivamente, in modo da avere un duty cycle che inizia dallo 0% *(level=0)* al 100% *(level=255)*. La soglia è incrementata ogni 200 iterazioni, in modo da rendere visibile la variazione, per fare questo è stata utilizzata la variabile *i*, che serve proprio per contare quante volte viene eseguito il loop.

Un paio di considerazioni importanti: quanti livelli di luminosità possiamo ottenere? Ben 256, cioè tanti quanti sono i livelli del contatore PWM. Qual è invece la frequenza della nostra onda PWM? Qui la risposta è meno ovvia: per completare un

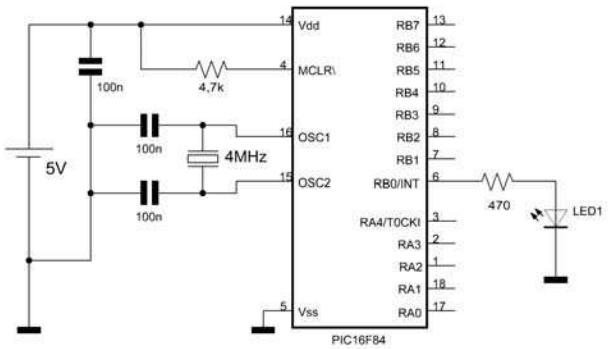


Figura 2 Schema per l'accensione del LED con onda PWM

periodo è necessario che il contatore esaurisca il conteggio, quindi serviranno ben 256 iterazioni del loop per completare un solo periodo! Supponendo di utilizzare un PIC funzionante a 4MHz, possiamo misurare quanto tempo impieghiamo per eseguire un'iterazione del loop utilizzando il Debugger del MikroC, facendolo funzionare in modalità step, e osservando il tempo di esecuzione riportato in basso. Il risultato è 16us, quindi 16us*256=4096us, cioè ben 4ms (244Hz)! Giusto in tempo per non percepire un fastidioso sfarfallio…Questo semplice calcolo mette in luce un problema tipico del PWM: se vogliamo ottenere una risoluzione alta, dobbiamo accontentarci di frequenze basse, a meno di non "contare" a velocità molto elevate (cosa non sempre possibile o conveniente).

PWM CON INTERRUZIONI

Uno dei problemi del codice presentato prima è che il periodo dell'onda PWM dipende dalla quantità delle istruzioni che sono presenti nel loop principale. Ovviamente in programmi completi il loop sarà affollatissimo di istruzioni e routine e quindi la frequenza del PWM risulterà bassissima e probabilmente non costante. Per risolvere questo inconveniente, come abbiamo fatto in altre occasioni, possiamo utilizzare le interruzioni. Programmiamo il timer TMR0 del PIC in modo da generare un'interruzione ad intervalli regolari, ed utilizziamo la routine di servizio per incrementare il contatore PWM ed aggiornare l'uscita. In questo caso la frequenza dell'onda generata sarà facile da calcolare essendo data dalla frequenza delle interruzioni diviso il numero di passi del contatore. Questa frequenza risulterà inoltre indipendente dal contenuto del loop principale e dal resto del programma.
Il codice riportato di seguito implementa il metodo appena descritto: il segnale PWM viene utilizzato per regolare la luminosità di un LED, il cui livello può essere regolato manualmente agendo sui due pulsanti SW1 ed SW2, che permettono di aumentarlo o diminuirlo (lo schema è riportato in Figura 3). Si può notare come la gestione dei pulsanti sia fatta nel loop principale, dove per evitare problemi di rimbalzo è stato inserito addirittura un ritardo di 100ms! Tutto questo non interferisce con la generazione del segnale PWM, che invece segue tempistiche indipendenti. Un'altra differenza rispetto al codice presentato prima risiede nel fatto che il segnale PWM generato ha una risoluzione di 16 livelli e non 256. Questo è stato ottenuto incrementando il contatore di 16 invece che di 1 (l'overflow si ha in 256/16=16 passi). Questo accorgimento, unito all'utilizzo delle interruzioni permette di ottenere una frequenza PWM molto più alta.

```
unsigned char cont, level;

void main() {

  // Inizializz. porte
  TRISA = 0x03;
  PORTA = 0x00;
  TRISB = 0x00;

  // Inizializz. Registri
  OPTION_REG  = 0x80;
  TMR0        = 0;
  INTCON      = 0xA0;

  cont=0;
  level=0;

  // Loop infinito
  while(1) {

    if (PORTA&0x01)
      level+=16;
    if (PORTA&0x02)
      level-=16;

    Delay_ms(100);
  }
}

void interrupt()
{
  if (cont>level) {
    PORTB=0;
  } else {
    PORTB=1;
  }

  cont=cont+16;

  TMR0 = 0;        // reset timer
  INTCON = 0x20;   // cancella flag IRQ
}
```

I pin RA0 e RA1 della porta A sono impostati come ingressi ed utilizzati per rilevare la pressione dei pulsanti. La porta B è utilizzata per la generazione dell'onda PWM (sul piedino RB0). Sono abilitate le interruzioni relative al TMR0, ed impostati il suoi parametri (clock interno, niente prescaler, etc.). Nel loop viene soltanto rilevata la pressione di uno dei due pulsanti ed aggiornato il livello, nella routine d'interruzione invece si trova lo stresso codice che prima era nel loop principale. Come già detto il contatore è incrementato di 16 unità invece che di 1, per ottenere una risoluzione di 16 livelli (4 bit). Si sarebbe anche potuto resettare il contare stesso una volta raggiunto il valore 16, in questo caso anche il livello sarebbe stato espresso come un numero compreso tra 0 e 15.

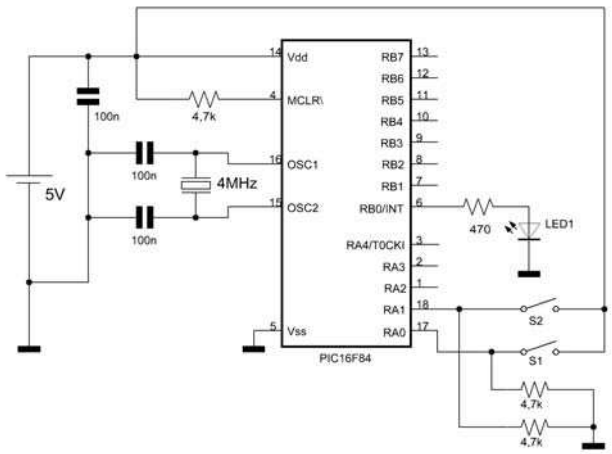


Figura 3 Schema per controllo luminosità LED

GENERAZIONE PWM HARDWARE

Nonostante i vantaggi di utilizzare le interruzioni, la generazione del segnale PWM via software costituisce sempre un compito piuttosto gravoso per il PIC, soprattutto quando deve svolgere anche diversi altri compiti o la frequenza scelta è piuttosto alta. Una soluzione molto efficiente è costituita dall'impiego di periferiche hardware apposite presenti su molti PIC. In questo caso è sufficiente programmare il modulo appo-

Compilatore MikroC

Un potente compilatore C per PICmicro

✔ Code Editor
✔ Code Explorer
✔ Debugger
✔ Statistiche

Tutto in un ambiente Windows facile ed intuitivo

Un set di strumenti veramente indispensabili per sviluppare applicazioni con i PICmicro

Codice MIP 256095

Ordinalo subito su www.ieshop.it oppure telefona allo 02.66504755

sito ed il segnale verrà generato in maniera del tutto indipendente dal software. Questo approccio come vedremo è reso più semplice dal fatto che il MikroC mette a disposizione alcune funzioni di libreria per utilizzare queste periferiche. Nell'esempio seguente viene utilizzato il modulo CCP (Capture / Cpmpare / PWM) di un PIC16F876 per controllare l'accensione e lo spegnimento "soft" di una lampadina a 12V (Figura 4). Va notato che quando si utilizza il generatore hardware l'uscita del segnale può essere prelevata soltanto dal piedino RC2 (non è selezionabile arbitrariamente).

```
void main() {
  unsigned char level;
  char delta, run;

  // Iniz. porte
  TRISB = 0x01;
  PORTB = 0;
  PORTC = 0;
  TRISC = 0;

  // Init. modulo PWM
  Pwm_Init(1000);    // Freq. PWM 1000Hz
  Pwm_Start();       // Start PWM

  delta=1;
  run=0;
  level=255;

  // Loop infinito
  while(1) {
    Pwm_Change_Duty(level);

    if (PORTB) {
      delta=-delta;
      run=1;
      while(PORTB){};
    }

    if (run) level=level+delta;
    if ((level==0)||(level==255))
      run=0;

    Delay_ms(20);
  }
}
```

La funzione Pwm_Init imposta la frequenza dell'onda PWM, la funzione Pwm_Start avvia la generazione del segnale (esiste anche Pwm_Stop per fermarlo), mentre Pwm_Change_Duty serve per cambiare il valore di duty cycle generato. Come si vede, utilizzando queste funzioni il codice risulta particolarmente semplice. Ad ogni pressione del pulsante viene attivato l'aggiornamento del livello *(run=1)* ed invertita la direzione d'incremento (il modo da ottenere una rampa in salita ed in discesa in maniera alternata). Una volta raggiunto uno dei

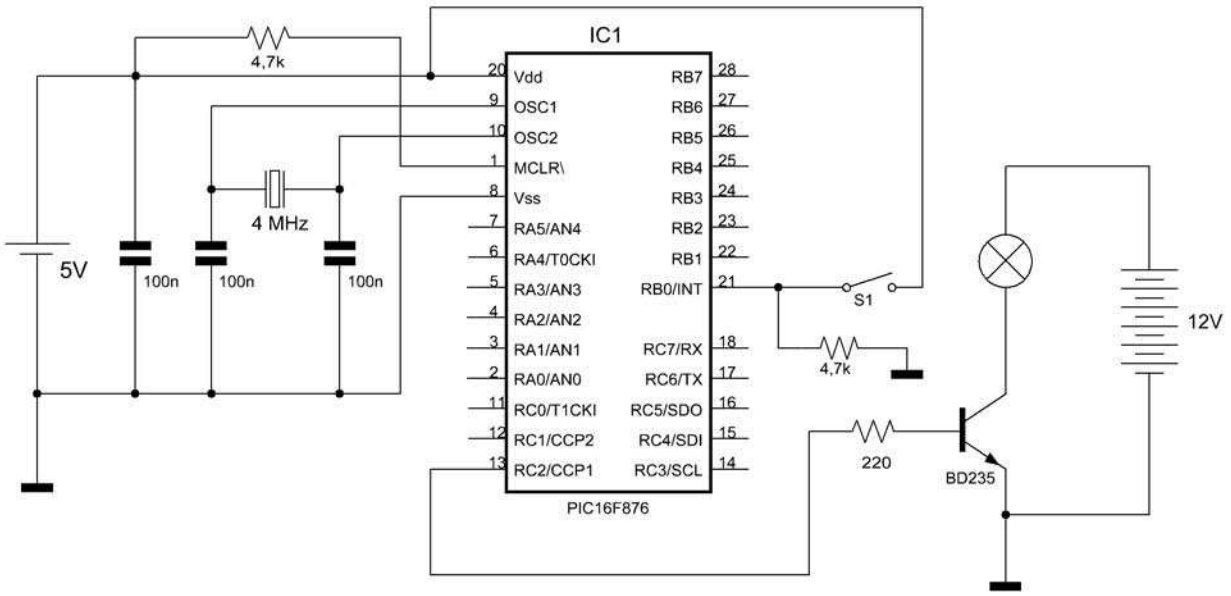


Figura 4 Schema per accensione e spegnimento soft di una lampada

LA SOLUZIONE
per il disegno tecnico

Sprint-Layout

sPrint-Layout è il compagno ideale di sPlan anche se può lavorare in modo del tutto indipendente. Il programma è studiato appositamente per la realizzazione di circuiti stampati, il quale, oltre le funzioni standard necessarie alla creazione di circuiti stampati, offre anche funzioni professionali quali: esportazione in formato GERBER ed EXCELLON.
Tra le numerose ed innovative caratteristiche ne troviamo una studiata appositamente per gli hobbisti, infatti, è possibile scannerizzare un circuito stampato da una rivista o un qualsiasi supporto cartaceo ed importarlo per facilitarne il disegno o la modifica. La funzione di "photoview" mostra il circuito stampato così come apparirebbe una volta prodotto (funzione che utilizziamo per la rivista Fare Elettronica). Un libreria di componenti, facilmente creabili o modificabili, completa la ricca dotazione del programma.
I disegni di Fare Elettronica sono realizzati con Sprint-Layout, da oggi potrai scaricarli dal sito e modificarli direttamente.

€ 39,00 (+Iva)

sPlan

Splan è un cad appositamente realizzato per la stesura di schemi elettrici che implementa tutti gli strumenti necessari allo svolgimento del lavoro in modo semplice ed efficace. sPlan è dotato di molte funzioni tra le quali: numerazione automatica di componenti, scaling e preview dei componenti, gestione delle librerie di simboli, modifica di ogni singolo elemento sullo schermo, griglia di posizionamento, connessioni automatiche, e molto altro ancora. La libreria di simboli contiene moltissime parti pronte all'uso, inoltre le funzioni di editing dei simboli consentono la creazione di nuovi molto velocemente. SPlan implementa anche un potente motore di stampa e la possibilità di esportare i disegni in diversi formati, anche grafici.

€ 39,00 (+Iva)

Front Designer

I tempi sono cambiati ed il vostro progetto elettronico non ha più motivo di essere incluso in un vecchio pacchetto di sigari. Oggi molti rivenditori offrono contenitori adatti a tutti i tipi di circuiti immaginabili, ma spesso i dispositivi autocostruiti restano incompleti per la mancanza delle indicazioni sul pannello frontale.
Front Designer offre la possibilità di creare pannelli frontali veramente professionali.

€ 39,00 (+Iva)

Codice MIP 256097

Puoi ordinare Sprint-Layout , sPlan e Front Designer
sul sito Internet www.ieshop.it/abacom oppure telefonando allo 02.66504755

due estremi (0 o 255) l'aggiornamento viene arrestato *(run=0)*. Il ritardo di 20ms serve per evitare fenomeni di rimbalzo e per rendere più visibile la variazione di luminosità.

GENERAZIONE DI SEGNALI ANALOGICI

La tecnica PWM può essere utilizzata per generare segnali analogici. Per fare questo è sufficiente aggiornare il duty cycle dell'onda PWM a intervalli regolari, con i campioni del segnale analogico da riprodurre. La frequenza di riproduzione dei campioni può essere al massimo pari a quella dell'onda PWM, e quindi la massima frequenza analogica riproducibile risulta metà di questa frequenza. In realtà per evitare distorsioni è bene fare in modo che ogni campione della forma d'onda analogica sia mantenuto per diversi cicli dell'onda PWM. Il codice seguente mostra la generazione di una sinusoide utilizzando la tecnica descritta, ed il circuito di Figura 5.

```
unsigned char j;
const unsigned char
onda[16]={128,176,218,246,

255,246,218,176,
                                    128, 79,
37, 10,
                                    0, 10, 37,
79};

void main() {

  // Inizializz. porte e regs
  PORTC = 0;
  TRISC = 0;
  OPTION_REG  = 0x80;
  TMR0        = 192;
  INTCON      = 0xA0;

  // Init. modulo PWM
  Pwm_Init(31248);     // Freq. PWM = 31KHz
  Pwm_Start();         // Start PWM

  // Loop infinito
  while(1) {}
}
void interrupt()
{
  Pwm_Change_Duty(onda[j&0x0F]);
  j++;

  TMR0 = 192; // reset timer
  INTCON = 0x20;   // reset flag IRQ
}
```

I 16 campioni della sinusoide sono memorizzati in un array, che ad ogni interruzione viene letto per assegnare al duty cycle il valore del campione corrente (puntato dall'indice j). La frequenza dell'onda generata sarà data da quella di overflow del TMR0 (Fclk/4 diviso 256-192=64), diviso 16 campioni per periodo. Partendo da un clock di 8MHz si ottiene una sinusoide della frequenza di circa 300Hz. Per aumentare la frequenza della sinusoide occorre caricare in TMR0 un valore maggiore, in modo da aumentare la frequenza con cui vengono generate le interruzioni, ma occorre mantenersi sotto la frequenza dell'onda PWM, che è stata scelta pari a 31248Hz. Per ottenere un segnale analogico pulito (poco distorto) si dovrebbe fare in modo da mantenere la frequenza del segnale generato abbastanza più bassa di quella di campionamento, o in caso contrario utilizzare un filtro passa basso abbastanza ripido la cui frequenza di taglio può essere più vicina a quella di campionamento. Nel circuito di Figura 5 è stato utilizzato un semplice circuito RC come filtro passa-basso, la cui frequenza di taglio è circa 1500Hz. Va ricordato che in questo caso il carico deve avere un'impedenza sufficientemente alta (almeno qualche Kohm), in modo da non variare la costante di tempo de circuito.

GENERAZIONE DI SUONI ED EFFETTI

Apparentemente l'argomento potrebbe sembrare poco correlato con la generazione di segnali PWM, invece proprio i componenti del PIC che generano i segnali PWM possono essere utilizzati anche per generare suoni, note musicali ed effetti sonori. Agendo sui rispettivi registri infatti è possibile modulare sia l'ampiezza (attraverso il duty cycle) che la frequenza del segnale generato. Una volta inizializzato ed avviato il modulo PWM è possibile variare il duty cycle agendo sul registro CCPR1L, e la frequenza, agendo sul regi-

stro PR2. Il primo determina il valore del contatore TMR2 superato il quale l'uscita si porta a livello basso, mentre il secondo determina il valore per cui il timer viene resettato (più piccolo sarà questo valore, più frequente sarà l'overflow).
Se vogliamo usare il modulo PWM per generare suoni dobbiamo soltanto tenere presente due cose: 1) il prescaler di TMR2 (bit 0 e 1 del registro T2CON) deve essere impostato in modo che la frequenza ottenuta risulti udibile; 2) Il valore di duty cycle deve essere inferiore al limite di conteggio, altrimenti non ci saranno variazioni nel segnale d'uscita. Maggiori dettagli possono essere trovati nel datasheet del PIC.
Nell'esempio seguente è stato utilizzato un PIC16F876 con clock ad 8MHz (stesso schema di Figura 5), il prescaler è stato impostato a 1:16, ottenendo frequenze che coprono un range che va da circa 100Hz a circa 1KHz. Il programma assegna dei valori crescenti e poi decrescenti al registro PR2, ad intervalli di 100ms, ottenendo un effetto sonoro tipo scala ascendente e discendente (o "sirena", se riprodotto più velocemente). E' possibile anche calcolare i valori per PR2 in modo da ottenere le note musicali, che suonate in sequenza possono produrre una melodia vera e propria. Invece assegnando a PR2 una sequenza veloce di valori "arbitrari" si possono ottenere degli interessanti effetti sonori (molto simili a quelli dei vecchi videogame!). Com'è facile immaginare anche in questo caso l'aggiornamento dei valori può essere fatto all'interno di una routine d'interruzione, in modo da lasciare spazio ad altre routine all'interno del loop principale.

```
void main() {
  unsigned char j;

  // Init. porte
  PORTC = 0;
  TRISC = 0;
  Pwm_Init(1000);
  Pwm_Change_Duty(128);
  Pwm_Start();
  T2CON=0x07;  // Init. prescaler

  // Loop infinito
  while(1) {
    for(j=70; j<255; j+=5) {
      PR2=j;
      Delay_ms(100);
    }
    for(j=255; j>70; j-=5) {
      PR2=j;
      Delay_ms(100);
    }
  }
}
```

CONCLUSIONI

Gli esempi visti in queste quattro puntate dovrebbero avere fornito un'idea relativamente chiara di come si possano scrivere dei semplici programmi in C per i microcontrollori PIC. Nella prossima puntata verrà utilizzato quanto visto fino ad ora per realizzare un'applicazione completa e leggermente più complessa di quelle viste fino ad ora: un utilissimo timer digitale programmabile. Questa applicazione ci darà l'opportunità si studiare come strutturare in C un programma più complesso e come fare interagire le sue parti nel modo più corretto. Verranno presentati come al solito gli schemi ed il codice completo.

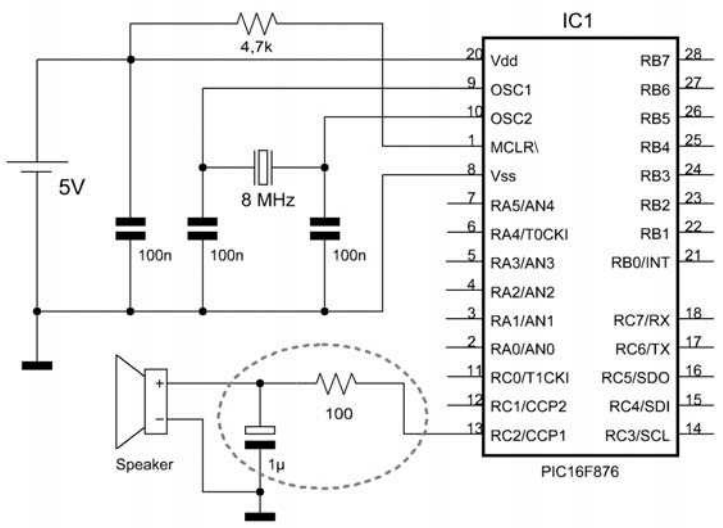


Figura 5 Schema per la generazione di un segnale analogico

Codice MIP256092

Quinta parte
n° 255 - Settembre 2006
Il circuito di ricarica delle batterie

Sesta parte
n° 256 - Ottobre 2006
La scheda madre

Settima parte
n° 257 - Novembre 2006
Assemblaggio, taratura e collaudo del UPS

UPS By Example

Con quella di oggi ci avviciniamo alla fine di questa serie di articoli dedicata agli UPS.
Nella presente puntata affronteremo finalmente la descrizione della mother board dell'UPS.
La sua realizzazione è un pò complessa ma i componenti utilizzati risultano di facile reperimento (ad eccezione forse del mos gate driver che è comunque reperibile dai migliori distributori). Una volta montata, dovremo affrontare la taratura dei vari trimmer e la fasatura dell'inverter (cioè del relativo trasformatore di potenza), cosa che vedremo invece la prossima e conclusiva puntata

LA SCHEDA MADRE (MAIN BOARD)

L'ho così chiamata, forse con una certa esagerazione, perché essa ospita tutti i componenti necessari alla realizzazione del nostro UPS, compresa la piastrina di commutazione che viene montata verticalmente sulla scheda mediante un connettore a pettine. Lo schema elettrico rispecchia nelle sue varie parti quanto nelle puntate precedenti è stato descritto, dato che gli argomenti che abbiamo trattato costituiscono, in un certo senso, un ampio e approfondito preambolo che qui si cerca di mettere in pratica. Nel disegnare il layout si è tenuto in considerazione soprattutto la facilità del montaggio dei componenti e il contenimento della filatura che, grazie ad una certa cura del disegno del circuito stampato, è ridotta al minimo. Si poteva abolire completamente qualsiasi collegamento (a parte i due conduttori di buona sezione relativi al collegamento delle batterie) montando le prese di ingresso e di uscita direttamente sul circuito stampato. Questo però avrebbe comportato la realizzazione al millimetro del contenitore oltre al reperimento di prese a vaschetta maschio/femmina da PCB, che non è sempre cosa facile. Se si deve progettare una PCB per un'apparecchiatura da produrre in larga serie il montaggio sullo stampato delle prese di rete risulta molto conveniente per l'automazione del processo di montaggio / saldatura e la conseguente abolizione del cablaggio; cosa che consente una riduzione dei costi notevole. Ma nel nostro caso, dove ciò non è indispensabile, la presenza di qualche spezzone di filo in più non è certo un dramma.
Vediamo com'è strutturata dal punto di vista elettromeccanico; essa è stata concepita per essere montata orizzontalmente con una estremità rivolta verso le prese di rete istallate sul pannello posteriore del cabinet e collegate alle morsettiere mediante corti spezzoni di filo; a ridosso delle morsettiere si trova il relè di accensione e spegnimento –on/off- e quello di commutazione, in modo tale che le piste interessate dalle alte tensioni di rete e di uscita non si insinuino più di

La scheda madre

di Massimo Di Marco

tanto all'interno della scheda. Il relè di accensione/spegnimento è comandato da un interruttore doppio che, oltre a alimentare la bobina di questo, interrompe l'alimentazione a bassa potenza della scheda. In questo modo lo stadio di potenza rimane alimentato permanentemente dalla batterie; ciò non comporta alcun inconveniente, come ad esempio l'auto scarica della batterie, vista l'altissima resistenza che lo stadio di potenza presenta quando i power mos sono interdetti. Attenzione però a maneggiare la scheda con le batterie collegate! Vi consiglio di togliere il faston di collegamento -tra la scheda e il polo positivo delle batterie- quando armeggiate all'interno dell'UPS; collegate questo a montaggio ultimato, quando la scheda è ben ancorata al contenitore.

L'altra estremità, vicina al frontale, ospita i led di segnalazione che, in tal modo, possono essere introdotti nei fori del pannello direttamente, a patto che i fori stessi vengano praticati alle giuste distanze relative.

I COMPONENTI DEL CARICA BATTERIA

Il carica batterie si avvale di un trasformatore da una ventina di volt-ampere che è dotato di un secondario da 28 volt nominali. Sulla scheda principale si trovano le due morsettiere relative al collegamento del trasformatore, una per il primario ed una per il secondario.

Lo schema elettrico è identico a quello presentato nella puntata precedente, compresa la disposizione dei comparatori, le uscite dei

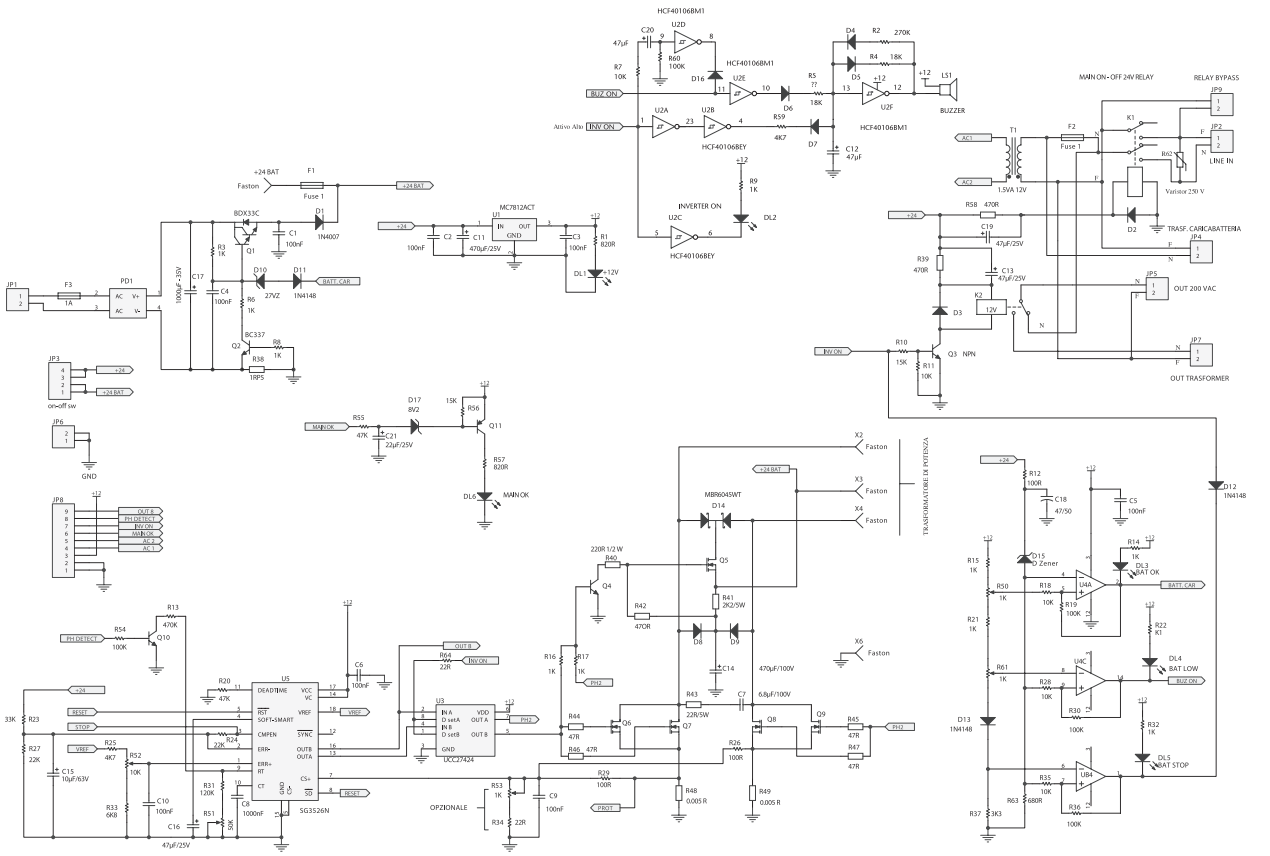


Figura 1 Schema elettrico della Main Board

quali sono utilizzate in questo schema anche per altri controlli come, ad esempio, l'attivazione del cicalino.
Non ho ritenuto conveniente utilizzare un controllo periodico a tempo dello stato di carica per non complicare ulteriormente lo schema elettrico. Con riferimento allo schema il controllo è effettuato dal quadruplo comparatore tipo LM 2901 il quale provvede alle seguenti funzioni:

- Bloccare la tensione di mantenimento del caricabatteria al valore fissato da D10 e D11 e attivare il relativo led DL 3.
- Con l'inverter in funzione segnala la riserva delle batterie con un suono continuo del buzzer e relativo led DL 4. La tensione alla quale ciò avviene è circa 20.5 volt.
- Blocca l'inverter quando la tensione di batteria scende a circa 20 volt. Il blocco viene segnalato da DL 5.

L'INVERTER

L'inverter ricalca molto da vicino lo schema elettrico presentato nella seconda puntata: infatti, come ho avuto modo di precisare in quell'articolo, la realizzazione dell'inverter a 12 volt è una sorta di anticipazione finalizzata alla comprensione delle problematiche legate a questo tipo di apparecchiature ma, in questa circostanza, viene integrato in un sistema più complesso, come può essere un UPS. Le differenze più evidenti sono la presenza del comando di *enable* dell'inverter, una sorta di *on-off* che viene azionato dal circuito di comando secondo logiche e procedimenti ampiamente discussi nella quarta puntata (vedi Circuito di commutazione). Come infatti più di un lettore avrà notato, il driver dei power-mos UCC 27424 che in quella applicazione non era indispensabile (poiché nell'inverter i dispositivi di potenza sono sempre in funzione) in questa configurazione permette invece di azionare i dispositivi di potenza istantaneamente lasciando che il PWM continui a funzionare regolarmente. La ragione di ciò va ricercata nel fatto che la fase di oscillazione del PWM deve essere continuamente comparata con la fase della sinusoide di rete affinché la commutazione avenga in perfetto sincronismo. A questo provvede il segnale di controllo **MAIN LOOK**, generato dal circuito di commutazione, segnale che va alto quando la frequenza di rete e quella presente sulle uscite del PWM solo in fase. Questo segnale, applicato alla base del BJT Q1, altera la frequenza di *timing* del dente di sega presente sul pin 9 del 3526, ponendo di fatto il resistore R13 in prallelo alla serie formata da R31-R51, la quale, assieme a C8, costituisce la rete che determina la frequenza di oscillazione. Il valore di R13 deve essere determinato in modo da influire in piccola parte sulla frequenza, ma non può assumere valori molto elevati pena un'eccessiva lentezza nell'aggancio di fase (nello schema si è indicato il valore di 470 k ma si può provare con valori non inferiori a 220k). Inoltre dato che R13 può solo aumentare frequenza di oscillazione del PWM, in fase di taratura è consigliabile *settare* tale frequenza in maniera leggermente più alta dei 50 Hz nominali [(1)], certi che comunque, grazie al loop di comparazione, le due frequenze si sincronizzeranno. Non si può quindi a rigore considerare tale circuito come un PLL ma semplicemente come loop di retroazione abbastanza elementare ma abbastanza soddisfacente. Anche il circuito di protezione è sostanzialmente identico allo schema di prima ma va calibrato per una corrente superiore. Il comportamento della protezione e del tipo a reinserimento automatico, per cui se le cause del sovraccarico vengono annullate l'inverter riparte da se dopo qualche secondo. Per quanto riguarda le note relative alla taratura della scheda si rimanda il lettore alla puntata prossima e conclusiva dove l'argomento verrà affrontato in maniera, spero, esaustiva. Sullo stadio di potenza a power-mos vi è poco da aggiungere a quanto già esposto in precedenza; infatti i dispositivi previsti sono del tipo 5N06; dato che però l'inverter opera a 24 volt, è preferibile montare dei dispositivi con una tensione di break-down più alta; per ragione di reperibilità e costo vanno bene gli IRF540, che possono gestire correnti dell'ordine di 28 ampere, con tensioni di rottura di 100 volt. Ancora meglio, ma credo reperibili con qualche difficoltà, gli FB 4710 di IR. Questi sono pilotati tramite il doppio gate driver UCC 27424 che attiva i dispositivi di

(1) *Questa condizione si realizza visualizzando le due forme d'onda all'oscilloscopio. È sufficiente che l'impulso presente sul pin 16 -OUT B- sia di poco superiore (in frequenza) in modo da osservare un piccolo scorrimento (deriva) rispetto al riferimento sinusoidale di rete.*

mostra mercato

Expo Elettronica® 2006

ERBA 11•12 novembre

(Como)

ore 9/18

LARIO FIERE
V.le Resegone, 3

organizzazione
BLU NAUTILUS srl
tel. 0541 439573
www.blunautilus.it

dalle ore 10,30
Dimostrazioni e spiegazioni di utilizzo di software libero

a cura di GLUX
Gruppo Lecco Utenti linuX
www.lecco.linux.it
con il supporto tecnico di yetopen.it

Per ottenere un INGRESSO RIDOTTO scarica il biglietto dal sito www.blunautilus.it o presenta questa inserzione alla cassa

Rif. FARE ELETTRONICA

Codice MIP 256103

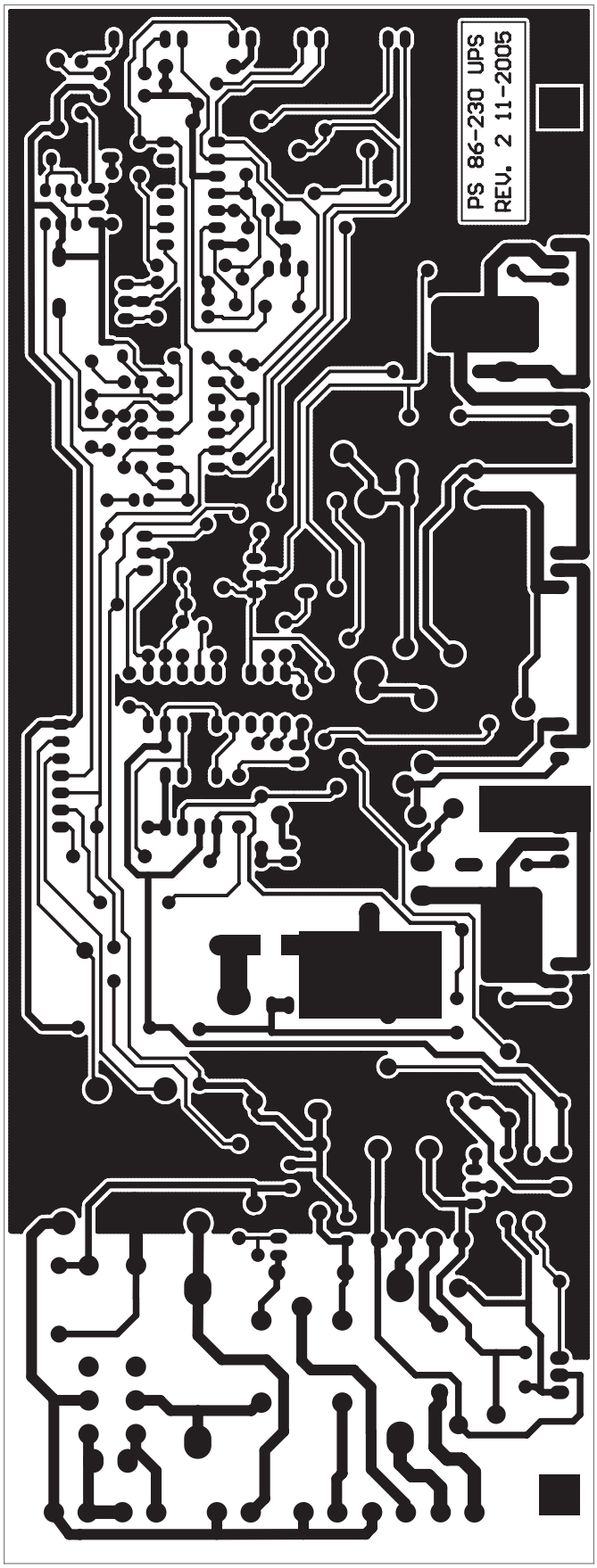


Figura 2 Circuito stampato lato rame

potenza non appena il segnale **INV ON** va alto. Da segnalare che l'ingresso dello stesso è equipaggiato con una resistenza di pull-up per cui è necessario solo montare un resistore (R64) per bloccarne le uscite quando lo stesso segnale è basso (dato che al suo interno è gia presente il resistore di pull-up).

LE SEGNALAZIONI

Queste sono rappresentate dai led che danno le informazioni relative allo stato di funzionamento dell'insieme; inoltre, dato che non sempre si ha sottocchio il pannello frontale dellUPS, è stata prevista la presenza di un cicalino che emette un bip (ogni cinque-sei secondi) quando è attivo l'inverter, suono che diventa continuo e fastidioso qundo le batterie sono in riserva di autonomia. Il funzionamento dell'avvisatore acustico si basa su di un oscillatore realizzato con un invertitore **triggerato** del tipo 40106. Quando il pin 11 viene lasciato libero, si ottiene un'oscillazione nei tempi specificati in precedenza, ma, forzando lo stesso pin a livello alto, il Buzzer si zittisce oppure, forzandolo basso, emette un suono continuo, Si tenga conto che questo tipo di Buzzer possiede una frequenza di emissione acustica propria (determinata dal costruttore e all'incirca tarata sui 2 KHz) quando viene alimentato a 12V. Per facilitare eventuali ineterventi di servizio sono stati previsti altri due led non visibili dall'esterno.
Uno è montato sulla piastrina di controllo e segnala l'avvenuto aggancio tra la frequenza di rete e del PWM, l'altro semplicemente la presenza della 12 volt sulla scheda principale.

I COLLEGAMENTI ESTERNI

Alle morsettiere della scheda principale vanno collegati:

- Il trasformatore di potenza dell'inveter, il più ingombrante e pesante.
- Il trasformatore da 15 VA relativo al carica batterie.
- La presa a vaschetta di collegamento alla rete elettrica

Elenco componenti			
R1, R57	820 Ω 1/4 W	C12, C13, C16, C19, C20	47 µF 25 V elettrolitico
R2	270 KΩ 1/4 W	C14	470 µF 100 V elettrolitico
R3	1 KΩ 1/2 W	C15	10 µF 63 V elettrolitico
R4, R5	18 KΩ 1/4 W	C17	1000 µF 35 V elettrolitico
R6, R8, R9, R14, R15, R16, R17, R21, R22, R32	1 KΩ 1/4 W	C18	47 µF 50 V elettrolitico
R37	3,3 K 1/4 W	D1÷D3, D8, D9	1N4007
R7, R11, R18, R28, R35	10 KΩ 1/4 W	D4÷D7, D11÷D13, D16	1N4148
R12, R26, R29	100 Ω 1/4 W	D10	Zener 27V
R13	470 KΩ 1/4 W	D14	Dual D. Fast BR6045WT
R20, R44÷R47	47 Ω 1/4 W	D15	Zener 15 V
R23	33 KΩ 1/4 W	DL1÷DL6	Diodo LED
R24, R27	22 KΩ 1/4 W	PD1	Ponte Diodi 2A 100 V
R25, R59	4,7 KΩ 1/4 W	Q1	BJT BDX33
R31	120 KΩ 1/4 W	Q2÷Q4, Q11	BJT BC337
R33	6,8 KΩ 1/4 W	Q5	Mosfet IRF540
R34, R64	22 Ω 1/4 W	Q6÷Q9	Mosfet 5N50
R38	1 Ω 5 W	Q10	BJT BC547
R39, R42, R58	470 Ω 1/4 W	U1	_A7812
R40	220 Ω 1/2 W	U2	CD40106
R41	2,2 KΩ 5 W	U3	UCC27424
R43	22 Ω 5 W	U4	LM 2901
R48, R49	0.005 Ω (vedi testo)	U5	LM 3526
R50, R53, R61	Trimmer 1 KΩ	LS1	Buzzer 12 V
R51	Trimmer 50 KΩ	F1	Fuse Car 30A
R52	Trimmer 10 KΩ	F2	Fuse 315 mA 5x20
R19, R30, R36 ,R54, R60	100 KΩ 1/4 W	F3	Fuse 1 A 5X20
R55	47 KΩ 1/4 W	JP1, JP2, JP4, JP5, JP7, JP9	Morsettiera 2 Poli
R10, R56	15 KΩ 1/4 W	JP3	Connettore 4 Poli 100 mil
R62	Varistore 250V (opzionale)	JP6	Connettore 2 Poli 100 mil
R63	680 Ω 1/4 W	JP8	Connettore 9 Poli 100 mil
C1÷C6, C8÷C10	100 nF poliestere	K1, K2	Relè 12V 1 scambio
C7	6.8 µF 63 V elettrolitico	T1	Trasformatore 12V 1.5W Italtras 41813512
C11	470 µF 25 V elettrolitico		

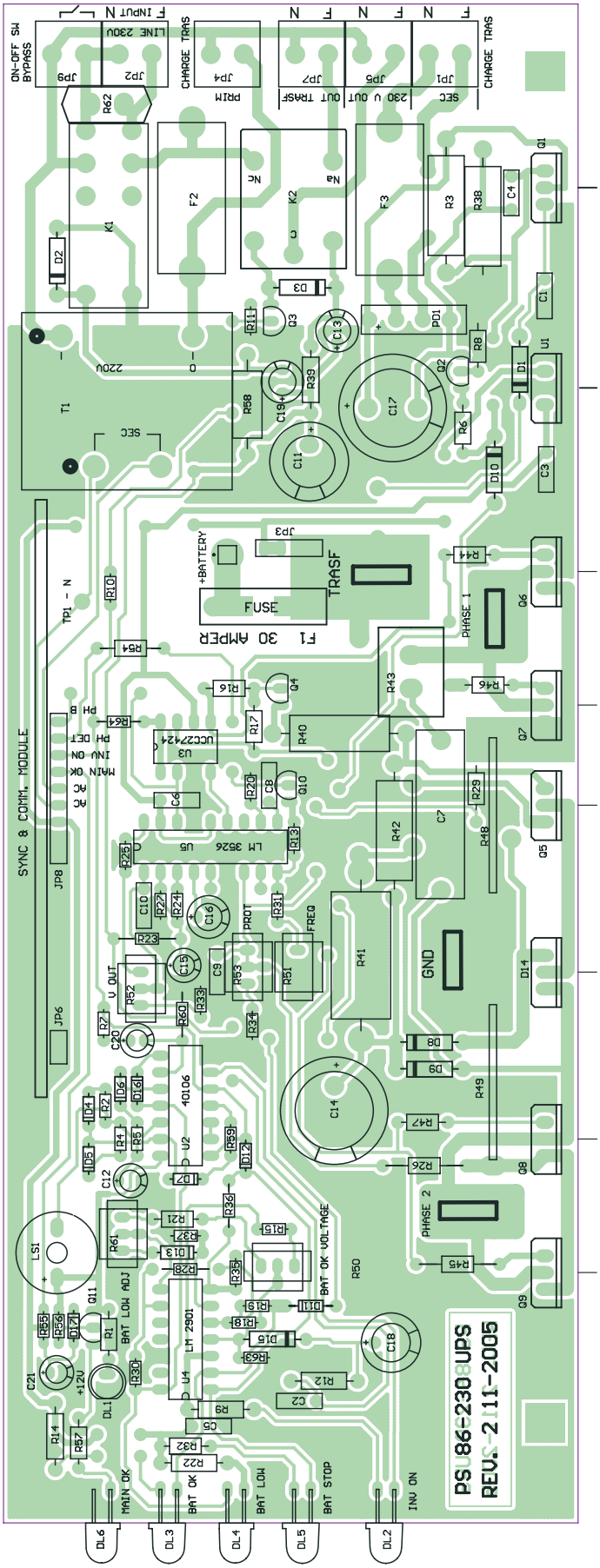


Figura 3 Piano di montaggio

• La o le prese di uscita verso gli utilizzatori

Il trasformatore di potenza deve essere, per così dire, polarizzato, onde permettere la messa in fase tra inverter e rete elettrica. Il secondo invece non ha importanza e può essere montato a piacimento; l'importante è non invertire il primario con il secondario! (2) Il collegamento delle batterie avviene con due spezzoni di filo di buona sezione terminati con faston, visto che le batterie possiedono questi terminali. So che è difficile, ma se potete fornitevi di batterie con terminale faston da 6,3 mm; questi facilitano l'operazione di terminazione con il filo di grossa sezione mentre il faston da 4 mm, più facilmente reperibile su questo tipo di batterie, può creare qualche problema. Provare per credere! Il polo positivo, ovviamente di colore rosso, è saldato direttamente sulla PCB, per cui, se si deve rimuovere la scheda, si deve disconnettere per forza di cose il polo positivo della batteria. Questo accorgimento offre qualche sicurezza in più dal punto di vista pratico, eliminando la possibilità di corto circuiti abbastanza pericolosi tra i conduttori delle batterie.

NELLA PROSSIMA PUNTATA

Ci occuperemo del montaggio e della taratura la quale richiede un'attrezzatura normalmente in possesso dell'Hobbista evoluto, come un buon saldatore da 25W, attrezzatura meccanica varia, un multimetro, Variac e via discorrendo. Se tuttavia volete misurare il tempo di commutazione dovete si d'ora procurarvi (se non l'avete già) un oscilloscopio a memoria (anche quelli che si istallano nel computer, che a me personalmente non piacciono molto ma funzionano), senza dimenticare l'indispensabile Variac di rete dotato di trsformatore d'isolamento, e un piccolo trasformatore di isolamento che consente il collegamento dell'oscilloscopio alla rete elettrica.

Codice MIP 256100

(2) *Certi incidenti capitano più spesso di quanto si possa pensare anche ai più esperti.*

MARCHEFIERE
ERF ENTE REGIONALE PER LE MANIFESTAZIONI FIERISTICHE

Quartiere Fieristico CIVITANOVA MARCHE (MC)

8-9-10 dicembre 2006

22ª Mostra Mercato Nazionale Radiantistica Elettronica

Materiale radiantistico per C.B. e radioamatori
Apparecchiature per telecomunicazioni - Surplus
Telefonia - Computers
Antenne e Parabole per radioamatori e TV sat
Radio d'epoca - Editoria specializzata

"2º Mercatino del Radioamatore"

Libero scambio tra privati
di apparecchiature amatoriali

in collaborazione con
Associazione Radioamatori Italiani
Sezione di Civitanova Marche

DISCO

Mostra mercato
del disco usato in vinile
e CD da collezione

Orario:
9,00-13,00
15,00-19,30

ERF • ENTE REGIONALE PER LE MANIFESTAZIONI FIERISTICHE
Quartiere Fieristico di Civitanova Marche • Tel. 0733 780811 • Fax 0733 780820
www.erf.it *e-mail: civitanova@erf.it*

Codice MIP 256107

Silenzio delle

Le "Short Waves" appaiono attualmente come una grande strada improvvisamente abbandonata! È giustificabile la fuga verso i sistemi satellitari di tutti i servizi di radiodiffusione e di radiocomunicazione?

RADIO PECHINO

Ho provato qualche giorno fa a sintonizzarmi sulla celeberrima Radio Pechino, ancora ben ricevibile nel pomeriggio su 7150 Khz. Ho notato come avesse di molto ridotta la paurosa potenza con cui fino a qualche anno fa irradiava i suoi proclami al mondo; ridotti i Kilowatt e ridotti anche i toni, oggi più moderati e "politicamente corretti".
Con il suo dispendio di Kilowatt, la miriade di stazioni che affollavano la frequenza non riuscivano ad interferirla significativamente. Era il tempo in cui le faceva eco e concorrenza la altrettanto celebre e a noi vicina radio Tirana, che soffocava a volte la banda radioamatoriale dei 40 metri! Nel breve decorso di qualche anno la radiodiffusione in onde metriche è pressoché scomparsa: le grandi stazioni "broadcasting" in onda corta sono cadute, una ad una, come le foglie nel tardo autunno... Le voci che giungevano direttamente via etere da immense distanze e da svariati paesi si sono spente, la strada delle "short waves" percorsa per decenni è stata abbandonata frettolosamente e senza riguardo per i cultori del radioascolto, costretti, per continuare a soddisfare la loro sete di notizie, a spostarsi sul sistema satellitare, cambiando apparecchiature e metodi di ascolto.
I nostri connazionali emigrati nelle lontane terre d'America e d'Australia si erano forniti dei ricevitori ultrasensibili offerti dalle più prestigiose fabbriche di apparati e si mettevano in attento ascolto, nelle ore appropriate, per captare le trasmissioni della RAI, che spediva periodicamente a chi ne facesse richiesta una pubblicazione semestrale con gli aggiornamenti di orari, frequenze e programmi. Per la verità si trattava di programmi piuttosto scadenti, indirizzati ad un livello culturale assai basso, ma tuttavia era pur sempre un contatto con la "madre patria", ed era spesso l'unico possibile.
Ora quei superbi apparati riceventi giacciono polverosi in qualche armadio o soffitta, rimpiazzati da decoder muniti di antenna parabolica orientata su qualcuno fra la miriade di satelliti posti in orbita, in grado di "illuminare" ogni angolo del globo terrestre.

L'ASCOLTO DELLE DECAMETRICHE

Per decametriche si intendono quelle lunghezze d'onda comprese nella banda fra i 300 metri e i 10 metri, corrispondenti alle frequenze di 3 e di 30 Mhz: la caratteristica di tale vasta banda è la sua attitudine alla riflessione jonosferica che permette ad un segnale radio di riflettersi su alcune zone, appunto ionizzate, dello spazio e di usarle come uno specchio per ritrasmettere lo stesso segnale a distanze talvolta enormi, pur impiegando trasmettitori di modesta potenza!
Fino a qualche anno fa la banda decametrica era affollatissima: esplorandola con un ricevitore, anche se dotato di una mediocre antenna, era difficile trovarvi un solo Khz libero!
Lo spettro delle frequenze era suddiviso fra i molteplici servizi che si contendevano il prezioso spazio di utilizzo, ripartito a sua volta per le modulazioni necessarie all'impiego specifico: spazio minimo per i segnali telegrafici, spazio un po' più ampio per i segnali a banda soppressa adatti alla telefonia, più ampio ancora per

onde corte

di Franco Malenza

quelli a banda intera destinati alla radiodiffusione in modulazione di ampiezza, dove alla modulazione dei segnali telefonici è necessario aggiungere quella delle note musicali.
L'assegnazione delle frequenze e dei relativi spazi è stata oggetto, per decenni, di convegni internazionali, di diatribe e di contese fra i vari Paesi per un equo utilizzo di questa preziosa banda che, per la sua insostituibile caratteristica, costituiva il "ponte comunicativo" più utilizzato dall'intero mondo.
Vi si potevano intercettare comunicazioni telegrafiche fra navi e stazioni costiere, radiotelefonate, emissioni telex e fax, emissioni di telemetria e di altri collegamenti scientifici, radiodiffusione in ogni lingua, bollettini meteorologici, avvisi medico-sanitari, contatti fra radioamatori e fra operatori della "Banda del cittadino" noti come "Citizien's Band - CB".
Oggi, fatta eccezione per queste due ultime categorie, l'intera banda decametrica è improvvisamente divenuta obsoleta e su di essa è sceso un tombale e pressoché assoluto **silenzio!**

Figura 1 *La grande stazione di ROMA, addetta ai servizi radio navali in onde decametriche, una delle ultime ad essere disattivata*

I SUPERSTITI

L'attuale esplorazione delle onde corte ci consente oggi l'ascolto della citata "radio Pechino" e di qualche altra rara stazione Est Europea ed Asiatica che si ostinano per tradizione ad irradiare in onda metrica, nonché dei radioamatori, sensibilmente diminuiti nel loro numero globale e dei loro "fratelli intellettuali", i CB che occupano i 27 MHz.
Solitamente si è sempre fatta confusione fra queste due categorie di "radioappassionati" che invece perseguono scopi diversi e con finalità e normative differenti: basti considerare che mentre i radioamatori si occupano, o meglio, dovrebbero occuparsi, di una ricerca tecnico-scientifica nel campo delle radiocomunicazioni e non possono che trattare di argomentazioni **tecniche**, i "Citizien's" sono nientemeno che "**diffusori di pensiero**" e possono disquisire su qualsiasi argomento. Fra gli anni '80 e '90 si diceva che i CB, fra regolari ed abusivi, fossero nella sola Italia oltre 350.000 ed in effetti era quasi impossibile trovare libero uno dei 40 canali assegnati a questo tipo di utenza, che si industriava regolarmente a far modificare apparati per trovar spazio sui 26, 28 e 29 Mhz: esistevano numerosissimi "club" di CB, oggi ridottisi ad un numero esiguo,con tanto di presidenti e consigli, alle pressioni e battaglie dei quali dobbiamo la liberalizzazione delle radio e delle TV private.
L'irruzione del telefonino cellulare ha risolto l'esigenza del contatto telefonico mobile spazzando via anche quei "radioamatori" che si erano procurati apparati VHF solo per tenersi in contatto con la moglie mentre si trovavano alla guida della vettura.
In conclusione, una esplorazione della intera banda decametrica offrirebbe oggi qualche segnalino di tipo radioamatoriale attorno ai 7, 14, 21, 27, 28 Mhz. Per segnalino si intende qualche timida vocina in banda soppressa e

anche qualche raro segnale telegrafico, sul quale subito discuteremo; potremmo intercettare qualche conversazione fra camionisti in banda CB, e potremmo goderci i segnali delle frequenza standard su 5, 10, 15, 20 Mhz, quelli che vengono emessi da stazioni Americane e Russe per controllare la precisione di frequenze, di modulazioni e di cronometri, malgrado siano state superate da altri sistemi più precisi.
Tuttavia su larghissimi tratti di frequenze un tempo affollatissime noteremmo oggi regnare **solo il silenzio!**

BUONANOTTE, TELEGRAFIA....

Il gaudioso coro di plausi alla soppressione della radiotelegrafia levatosi dalla maggior parte dei radioamatori, non più costretti a sostenerne il relativo esame, è stato il punto di arrivo di un programma orchestrato da tempo dalle organizzazioni mondiali preposte alle radiocomunicazioni e alla sicurezza, che hanno eliminato un linguaggio internazionale efficientissimo senza sostituirlo con alcun sistema analogo! Ove un tempo gli operatori esperti di telegrafia si comprendevano in pochi istanti usando il codice "Q", si pretenderebbe oggi una macchinosa procedura di radiodialogo o radioscrittura adottando un Inglese dalle mille pronunce e dalla mai stabilita omologazione, che sta già creando una vera "torre di babele" nelle comunicazioni.
Un radioamatore Italiano, anche ignorante di altre lingue, conoscendo la telegrafia disponeva di un mezzo con cui dialogare sicuramente con un collega Cinese o Turco, cosa pressoché impossibile a realizzarsi con la telefonia.
Alla fine del 2005 è calato il silenzio anche sulla stazione radiotelegrafica di Roma (IAR) che aveva resistito, superstite a tante altre potenti stazioni destinate al traffico radionavale, già da tempo soppresse: su 4320 e 8670 Khz si poteva ascoltarla emettere la sua circolare che invitava a chiamarla. Ma chiamarla era diventato assai improbabile, visto che le navi erano già da tempo private dell'ufficiale Marconista e dell'impianto telegrafico!
A chi conduce una vettura è fatto severo divieto di conversare con il suo telefonino, per non distrarsi dalla guida, mentre paradossalmente a chi conduce una pericolosa nave, magari entro uno stretto o in un trafficato canale, è fatto obbligo di rispondere alle chiamate radio: tutti gli ufficiali di coperta sono stati abilitati all'uso di apparati radioelettrici e satellitari, grazie ad un "corso" di sette giorni.
L'ufficiale Marconista, oltre ad essere l'unico tecnico elettronico in grado di intervenire sull'eventuale funzionamento anomalo di qualche apparecchiatura e di operarvi convenientemente, rivestiva anche una funzione di testimone e di garante che valicava quella di semplice "operatore", oggi presa graziosamente a modello nella classica dizione assegnata all'ambivalente preposto alla radiocomunicazione con il nuovo termine "Operatore GMDSS".
Testimoni e garanti sono figure scomode che i potentati reputano opportuno ridurre al silenzio; il silenzio del resto è stato imposto anche sui disastri già avvenuti sul mare negli ultimi mesi, ove circostanze e dettagli sono stati taciuti o minimizzati!

ANCHE LE ONDE MEDIE...

Un'anziana signora, fedele al suo vecchio apparecchio radio degli anni '50, mi ha chiesto di farglielo riparare in quanto non riceveva più il secondo e il terzo programma RAI: difficile spiegarle che l'amato ente radiofonico nazionale ha eliminato i trasmettitori in onda media del secondo e terzo programma, sostituendoli con quelli in modulazione di Frequenza. Anche questa "innovazione" è stata da taluni salutata con il plauso per una miglior qualità di ricezione, ma sta di fatto che un viaggiatore sull'autostrada Milano – Venezia, all'ascolto del primo programma Rai, mentre in onda media deve sintonizzarsi una sola volta, in FM è costretto a cambiare sintonia ogni 10 Km e a soffrire di interferenze continue.
Il silenzio delle onde corte ha cominciato ad allungarsi anche sulle vecchie onde medie che hanno costituito per un secolo il "nerbo" della radiodiffusione.
Ci possiamo attendere un risveglio? Per il momento auguriamo, fiduciosi, la Buonanotte.

Codice MIP256108

PESCARA

ARI ASSOCIAZIONE RADIOAMATORI ITALIANI
Sezione di PESCARA
Via delle Fornaci, 2
Tel +39 085 4714835 Fax +39 085 4711930
http://www.aripescara.org
e-mail: aripescara@aripescara.org

PROTEZIONE CIVILE

DXCC DESK

41ª FIERA MERCATO NAZIONALE DEL RADIOAMATORE DI PESCARA

25 - 26 NOVEMBRE 2006

SILVI MARINA (TE) - FIERA ADRIATICA - S.S.16 (Nazionale Adriatica) - Km. 432

SABATO 9:15 - 19:00 DOMENICA 9:00 - 19:00

AMPIO PARCHEGGIO GRATUITO - RISTORANTE - SELF SERVICE INTERNO

41

2006

Fiera Adriatica PALAUNIVERSO

con il patrocinio di

REGIONE ABRUZZO

Provincia di Pescara

Comune di Silvi

Codice MIP 256111

RICETRASMETTITORE CB 6 CANALI

La costruzione di un ricetrasmettitore CB può apparire oggigiorno superflua; il mercato offre infatti un'ampia scelta di RTX dalle caratteristiche accattivanti, proposti a prezzi ragionevoli. Inoltre l'ormai cronica carenza, nei negozi di componenti elettronici, di materiale RF finisce spesso per scoraggiare lo sperimentatore dall'intraprendere simili realizzazioni. A ben vedere però, poche esperienze possono soddisfare l'appassionato di elettronica come irradiare la propria voce nell'etere e ricevere un "roger" servendosi di una stazione costruita con le proprie mani, vediamo come.

MODULO TX

Quattro transistori e due integrati formano i cinque stadi di un completo TX a 6 canali modulato in ampiezza: preamplificatore microfonico, modulatore, oscillatore, stadio pilota e finale. Iniziamo la descrizione dello schema dalla sezione RF. L'oscillatore, del tipo Pierce, con quarzo connesso tra collettore e base, è stato scelto per l'assenza di componenti critici e la buona potenza generata. Questo stadio lavora correttamente quando la corrente assorbita dal transistor a riposo (quarzo assente) è dell'ordine dei 9-10 mA. Perché questa condizione possa sempre verificarsi (si pensi all'alimentazione con batterie semi-scariche) l'oscillatore è alimentato con una tensione stabilizzata di 8V ricavata da un regolatore LM 7808. Inoltre, sul partitore R8-R9 è presente il trimmer R10 che permette di centrare perfettamente il valore di corrente richiesto. Il transistor scelto è un 2N1711; nato per usi di BF e commutazione il componente ha pur sempre una frequenza di taglio di 70 Mhz risultando quindi adatto allo scopo. Il segnale generato dall'oscillatore viene prelevato dal link L2 (accoppiamento magnetico) e portato sulla base del transistor TR2 che provvede ad amplificarlo di circa 10 volte in potenza. Tramite il condensatore C25 (accoppiamento capacitivo), la radiofrequenza giunge sulla base di TR4 per l'amplificazione finale che porta la potenza a circa 5 Watt OUTPUT. I due stadi appena descritti lavorano in classe C, con i transistori polarizzati dal segnale stesso applicato sulle rispettive basi. Il finale è seguito da un semplice accordo d'uscita necessario ad adattare la bassa impedenza presente sul collettore del transistor alla più alta impedenza (50 W) di cavo e antenna. Per modulare correttamente in ampiezza una portante RF da 5W, occorre sovrapporre ai 12V continui che alimentano gli stadi pilota e finale, la tensione sinusoidale prelevata dall'uscita di un amplificatore BF di pari potenza. In questo modo la potenza RF diminuisce in corrispondenza delle semi-onde negative ed aumenta grazie alle semi-onde positive. L'amplificazione di BF è affidata ad IC1, la cui uscita è collegata al trasfor-

QUARZATI + VFO in RX

di Marco Lento

matore di modulazione TM1, un ricambio per RTX MIDLAND ALAN 48. Il componente, non dotato di primario e secondario, si presenta come un autotrasformatore con più prese intermedie. L'integrato modulatore è preceduto dal semplice preamplificatore TR1 adatto a microfoni magnetici; il guadagno massimo di questo stadio, dato dal rapporto tra R3 ed R4, è dell'ordine delle 20 volte mentre la percentuale di modulazione è regolabile agendo sul trimmer attenuatore di ingresso R1.

MODULO RX

Il modulo ricevitore è una supereterodina a singola conversione basata sull'integrato TDA1072 della Philips. Come visibile nello schema a blocchi di figura 2a, il componente contiene tutti gli stadi necessari al funzionamento di un ricevitore AM di alto livello; da notare in particolare la presenza di un preamplificatore RF a guadagno controllato e di uno stadio mixer di tipo moltiplicativo. Per rendere il ricevitore più sensibile è stato aggiunto un preamplificatore RF (FT1). Questa sezione utilizza come bobine (L1-L2, L3-L4), normali medie frequenze tipo FM1 (nucleo rosa, prive di condensatore interno). Normalmente impiegati nei ricevitori a doppia conversione, questi trasformatori presentano un primario di 14 spire ed un secondario di due sole spire; vengono portati in gamma 27 Mhz caricandone i primari con una capacità dell'ordine dei 6,8 pf. L'accordo di media frequenza è ottenuto tramite la MF1 (AM1, nucleo giallo) seguita dal doppio filtro ceramico FC1 necessario ad ottenere una adeguata selettività. Il tipo di oscillatore locale scelto (TR1), è in grado di lavorare su frequenze fisse selezionando i quarzi XR1-XR6, ma anche

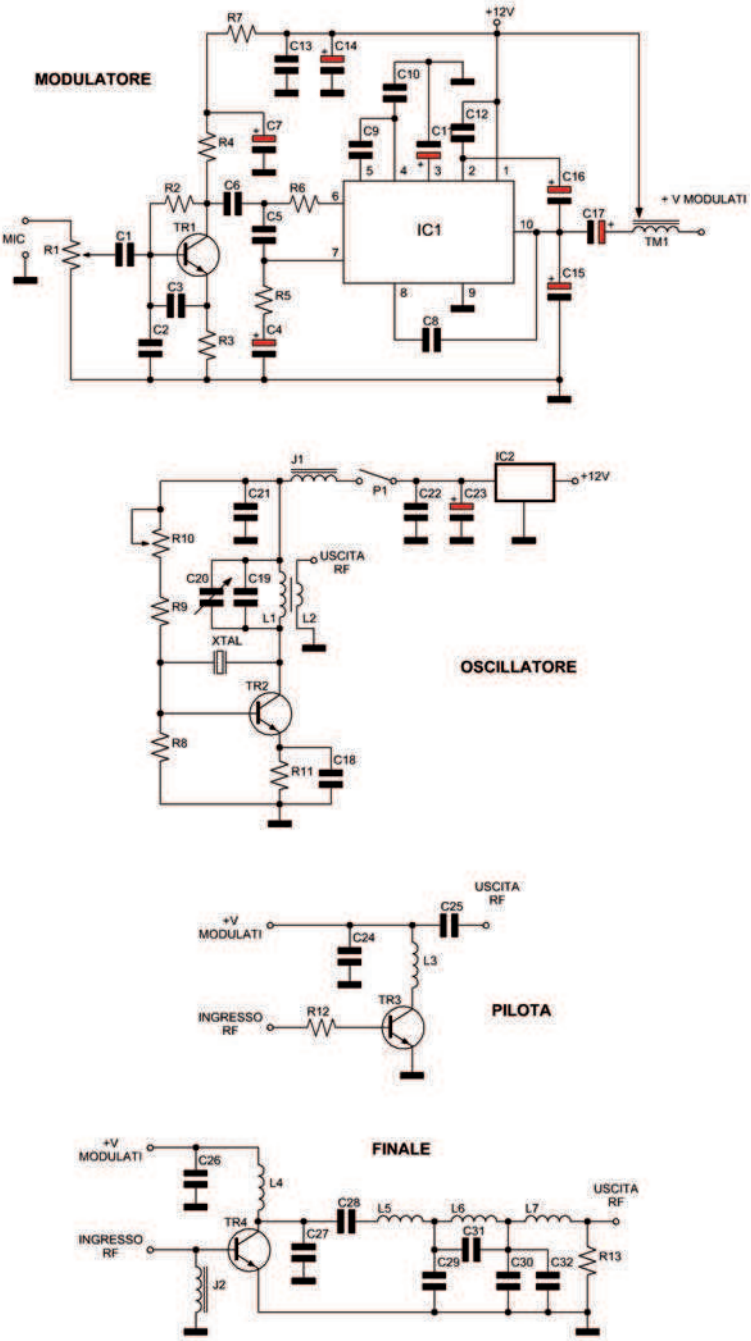


Figura 1 Schema elettrico del modulo TX

Elenco componenti Trasmettitore (TX)			
R1	Trimmer 47 KΩ	C12	68 Kpf poliestere
R2	470 KΩ 1/4 W	C14	1000 µF 25 V elettrolitico
R3	220 Ω 1/4 W	C15	0,47 µF tantalio
R4	4,7 KΩ 1/4 W	C16	47 µF 25 V elettrolitico
R5	680 Ω 1/4 W	C17	1000 µF 25 V elettrolitico
R6, R13	2,2 KΩ 1/4 W	C18	47 Kpf ceramico
R7	1 KΩ 1/4 W	C19, C27, C31	33 pf ceramico
R8	10 KΩ 1/4 W	C20	10/60 pf compensatore
R9	820 Ω 1/4 W	C25, C29, C30	220 pf ceramico
R10	Trimmer multigiri 2 KΩ	C28	10 Kpf ceramico
R11	100 Ω 1/2 W	C32	3,3 pf ceramico
R12	56 Ω 1/4 W	IC1	TA 7217
C1, C6, C13, C22	100 Kpf poliestere	IC2	LM 7808
C2, C21, C24, C26	1 Kpf ceramico	TR1	BCY 59/BC 547
C3	150 pf ceramico	TR2	2N 1711
C4	10 µF 25 V	TR3	2SC 2314
C5	2,2 Kpf ceramico	TR4	2SC1306 o 2SC2078 o 2SC2166
C7, C23	100 µF 25 V elettrolitico	J1	VK 200 3 spire
C8	100 pF ceramico	L1-L7	Vedi tabella bobine
C9	120 pF ceramico	XT1-XT6	Quarzi 27 Mhz
C10	68 pf ceramico	P1	Jumper
C11	33 µF 25 V elettrolitico	TM1	Trasformatore di modulazione, ricambio per Midland Alan 48

Tabella bobine trasmettitore	
L1-L2	Bobina oscillatore. **L1:** 13 spire filo smaltato da 0,8 mm su supporto diametro 5 mm con nucleo; l'avvolgimento ha inizio dal punto "A" con andamento antiorario per terminare nel punto "B". **L2:** Link di tre spire avvolte con filo smaltato da 0,4 mm sopra L1; inizio avvolgimento dal punto "C" con andamento antiorario per terminare nel punto "D".
L3	4 spire di filo smaltato da 0,4 mm avvolte su supporto diametro 5 mm senza nucleo.
L4	17 spire filo smaltato da 0,4 mm avvolte su supporto diametro 5 mm senza nucleo.
L5	7 spire filo smaltato da 0.4 mm avvolte su supporto diametro 5 mm con nucleo.
L6	10 spire filo smaltato da 0,8 mm avvolte in aria senza spaziatura su diametro 6 mm.
L7	8 spire filo smaltato da 0,8 mm avvolte in aria senza spaziatura su diametro 6 mm.

come VFO consentendo così di esplorare l'intera gamma CB. Questa funzione si attiva chiudendo l'interruttore S1 che comanda il RELE' 1. La bobina del VFO (L5), è anch'essa una media frequenza FM1 mentre la sintonia si ottiene agendo sul potenziometro R10 che modifica la tensione sul varicap DV1. Il preamplificatore FT1, l'integrato TDA 1072 e la sezione varicap sono alimentati con la tensione stabilizzata di 8V generata da IC1 mentre l'ascolto in altoparlante è ottenuto tramite IC3 che fornisce una potenza massima di 1W su 8 Ohm con 13,8 V di alimentazione.

MODULO COMMUTAZIONI E WATTMETRO

Questo modulo, la cui semplicità non richiede la presentazione di uno schema elettrico, effettua tutte le commutazioni necessarie al funzionamento del nostro RTX; Due relé a singolo scambio (RL1-RL2) commutano tensione di alimentazione ed antenna, mentre il piccolo relè RL3 collega un microamperometro al piedino 9 del TDA 1072 in ricezione ed al semplice wattmetro (C1-R1-DG1-C2) in trasmissione. I trimmer R4-R5 permettono di tarare la lancetta dello stru-

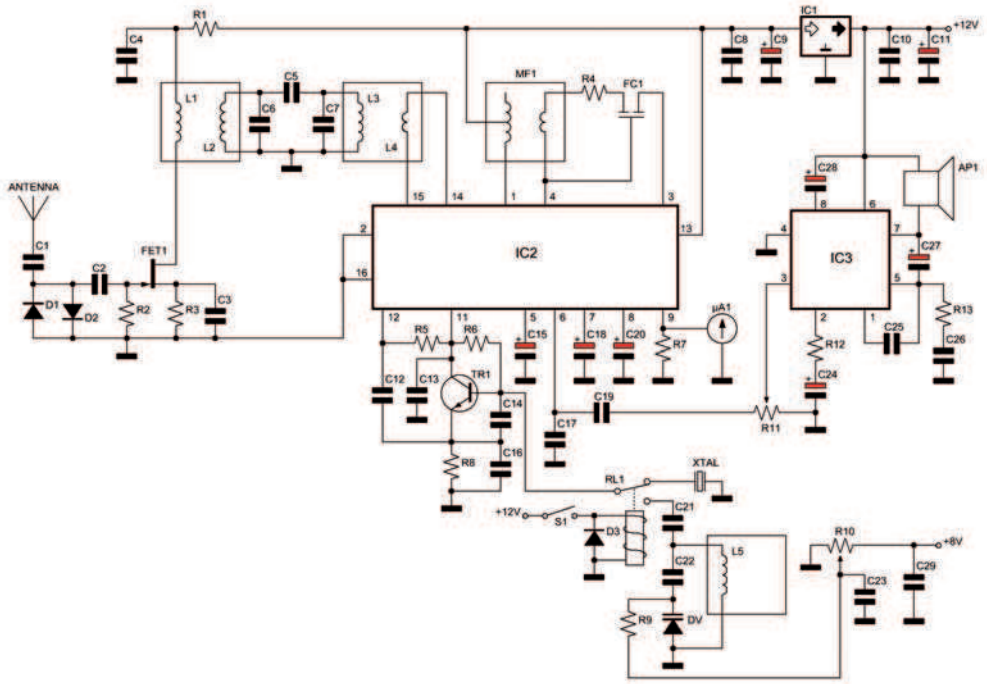


Figura 2 Schema elettrico del modulo RX

Elenco componenti Ricevitore (RX)			
R1	100Ω 1/4 W	C16	56 pf disco NP0
R2	1 MΩ 1/4 W	C18, C28	47 µF 25 V elettrolitico
R3	47Ω 1/4 W	C20	22 µF 25 V elettrolitico
R4	1,8 KΩ 1/4 W	C21	47 pf disco NP0
R5	150Ω 1/4 W	C22	1000 pf ceramico
R6	3,9 KΩ 1/4 W	C24	22 µF 25 V elettrolitico
R7	2,7 KΩ 1/4 W	C25	220 pf ceramico
R8	1,5 KΩ 1/4 W	C27	220 µF 25 V elettrolitico
R9	68 KΩ 1/4 W	IC1	78L08
R10	10 KΩ pot. lineare	IC2	TDA 1072
R11	47 KΩ pot. logaritmico	IC3	TBA 820M
R12	180Ω 1/4 W	FET1	BF244
R13	10Ω 1/4 W	TR1	2N2222
C1, C2	100 pf ceramico	D1D3	1N4148
C3	10 Kpf ceramico	DV1	BB 505 Varicap
C4, C8, C10, C17, C19, C23, C26, C29	100 Kpf poliestere	L1-L2, L3-L4, L5	MF Rosa FM1
C5	4,7 pf ceramico	MF1	MF Gialla 455 Khz
C6, C7	6,8 pf ceramico	FC1	Filtro ceramico CFU 455 E
C9	100 µF 25 V elettrolitico	RL1	Relè 12 V - 1 scambio
C11	330 µF 25 V elettrolitico	S1	interruttore
C12	56 pf disco NP0	XR1÷XR6	Quarzi ricezione 27 Mhz
C13	150 Kpf poliestere	µA1	Microamperometro 100 µA
C14	15 pf disco NP0	AP1	Altoparlante 8 Ohm - 1W
C15	0,47 µF 25 V tantalio		

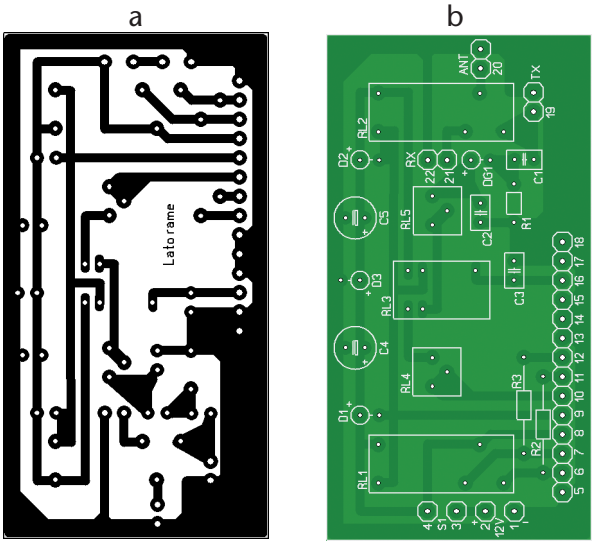


Figura 3a Circuito stampato del modulo di commutazione e wattmetro in scala 1:1 (lato rame)
Figura 3b Piano di montaggio del modulo di commutazione e wattmetro

Elenco componenti modulo di commutazione e wattmetro	
R1	1KΩ 1/4 W
R2, R3	820Ω 1/2 w
R4, R5	Trimmer 47 KΩ
C1	1 pF disco
C2	10 KpF ceramico
C3	1 KpF ceramico
C4, C5	1000 µF 25 V elettrolitico
D1D3	1N4007
DG1	AA117
RL1RL3	Relè 12V 1 scambio
S1	Interruttore

Tabella connessioni modulo commutazioni e wattmetro	
1	- 12V generale
2	+ 12 V generale
3, 4	Interruttore
5, 13-15, 17, 18, 22	Massa
6	+ 12 V TX
7	+ 12 V RX
8	+ 12 V lampada S-meter
9	Pulsante trasmissione microfono
10	Al pin 9 del TDA 1072 RX
11	Anodo rosso LED bicolore
12	Anodo verde LED bicolore
16	Microamperometro
19	Antenna TX
20	Antenna presa SO 239
21	Antenna RX

mento in portata S ed RF. Sono inoltre previste due uscite (R2-R3) per un LED bicolore che visualizza lo stato RX/TX ed un terminale per alimentare la lampada S-meter. Completano questo modulo due elementi di filtraggio (C4-C5) e tre diodi di protezione: D1-D2 evitano che le extra-tensioni negative generate dalle bobine dei relè provochino danni a transistori ed integrati, mentre D2 protegge l'intero apparato da accidentali inversioni di polarità, interrompendo all'accensione il fusibile posto a monte del cordone di alimentazione. Il modulo passa in stato di trasmissione portando a massa il terminale numero 9 tramite l'apposito pulsante presente in tutti i microfoni da palmo. La costruzione e l'utilizzo di questo stadio non presentano particolari difficoltà: i tre relè impiegati sono modelli facilmente reperibili, mentre per le rimanenti connessioni si può fare riferimento alla relativa tabella.

COSTRUZIONE TX

Il circuito stampato del TX, così come gli altri, è stato realizzato tramite fotoincisione e sottoposto a stagnatura integrale delle piste, accorgimento che, oltre a facilitare le saldature, consente un montaggio dei componenti dilazionato nel tempo. Con l'ausilio di un traforo occorre praticare la finestra che accoglie il corpo dell'integrato modulatore IC1 mentre subito conviene eseguire i due ponticelli presenti sullo stampato. Il montaggio ha quindi inizio saldando i componenti di minore ingombro (resistenze, condensatori). Per quanto riguarda la realizzazione delle bobine si possono seguire i dati e le procedure riportate nell'apposita tabella. In particolare la bobina dell'oscillatore (L1-L2) può essere avvolta sul posto dopo averne fissato il supporto sullo stampato con una goccia di collante ciano-acrilico. I terminali di questa e delle

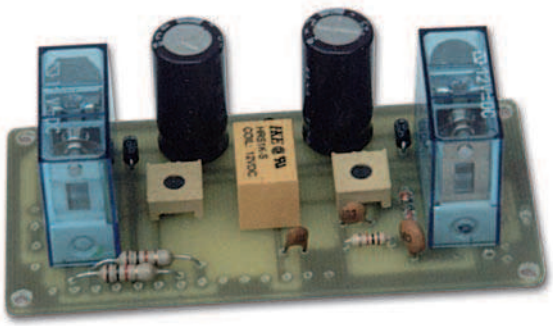


Figura 3C Modulo di commutazione e wattmetro

altre bobine devono essere accuratamente raschiati per asportare lo smalto che li ricopre. Per raffreddare il TR2 è sufficiente un piccolo radiatore a stella mentre TR3 e TR4 necessitano di un adeguato dissipatore; quello da me scelto si presta egregiamente allo scopo, servendo allo stesso tempo da schermo tra stadio pilota e finale. Coloro che non riuscissero a reperirne uno simile potranno realizzarlo con un profilato di alluminio di buono spessore non dimenticando di collegarlo a massa nei punti previsti. Il transistor finale richiede l'uso del kit di isolamento completo mentre quello pilota, grazie alla sua conformazione, necessita della sola mica isolan-

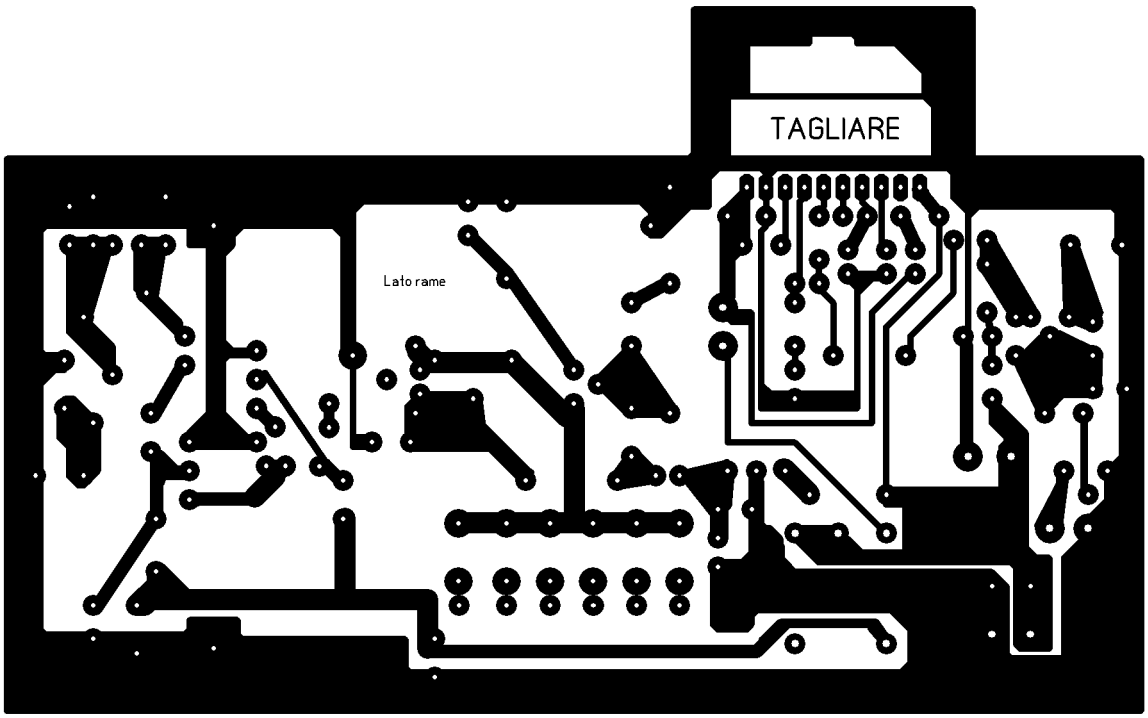


Figura 4a Circuito stampato del modulo trasmettitore (TX) in scala 1:1 (lato rame)

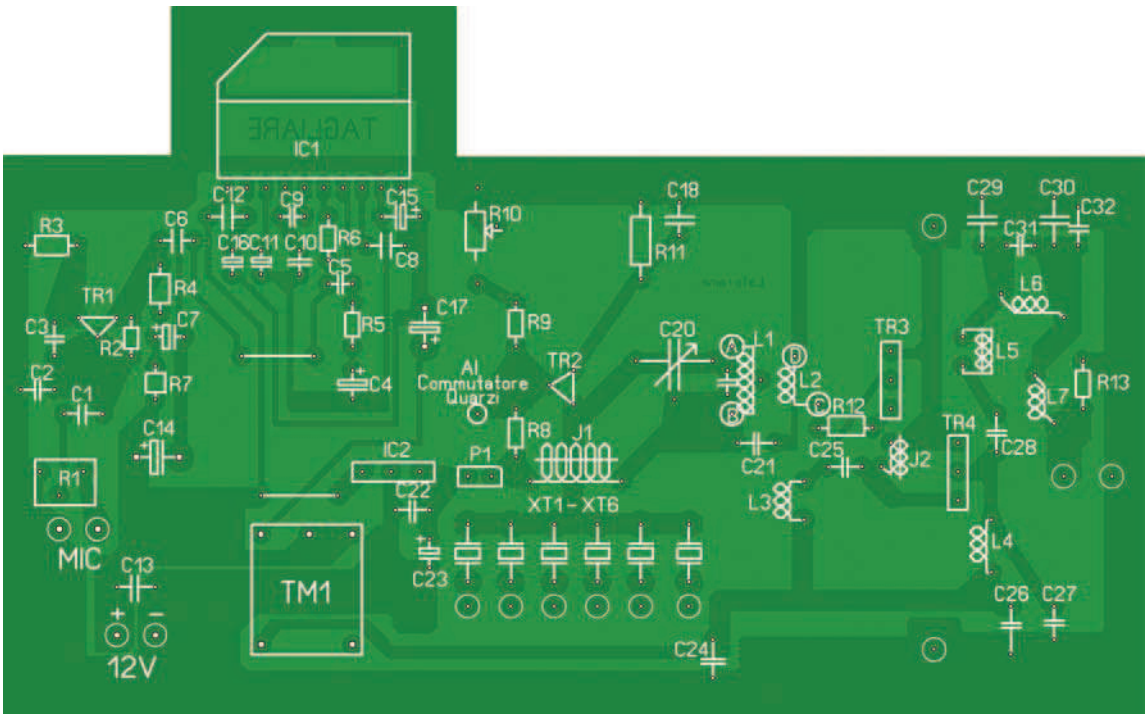


Figura 4b Piano di montaggio del modulo trasmettitore (TX)

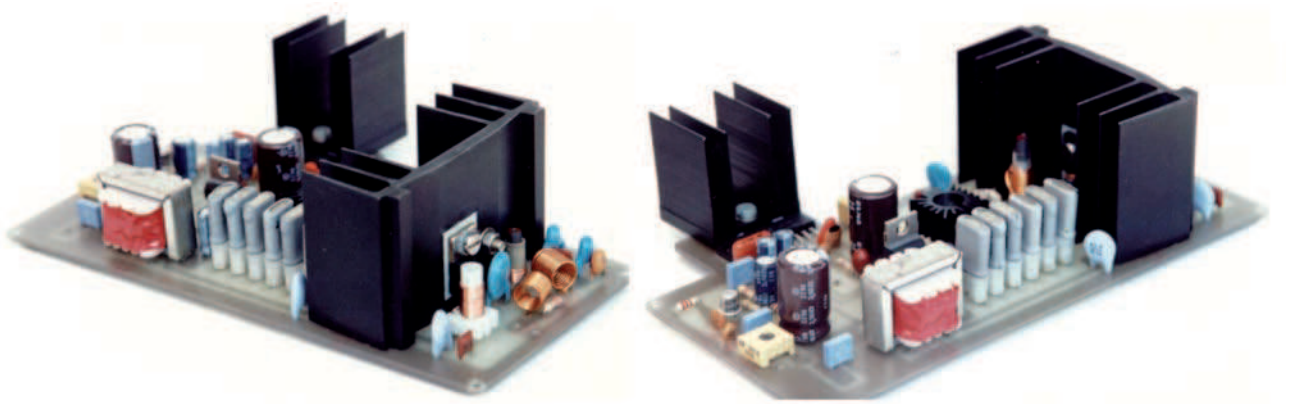


Figura 4c Modulo trasmettitore (TX)

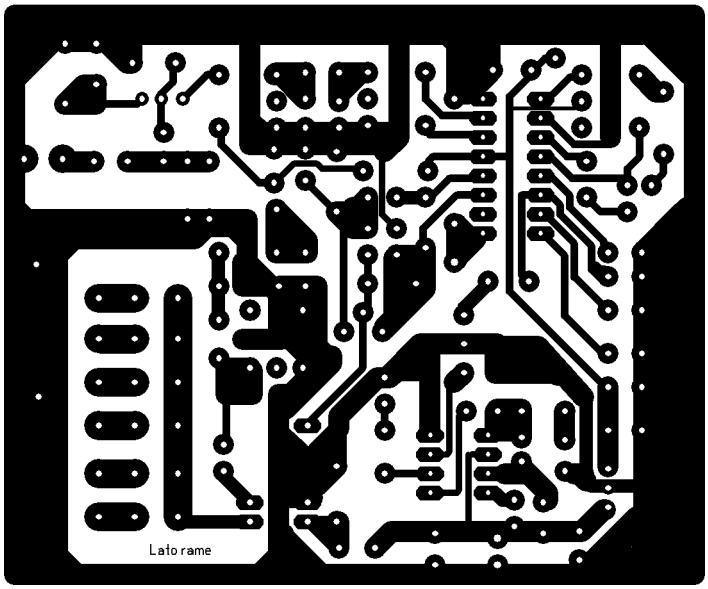


Figura 5a Circuito stampato del modulo ricevitore (RX) in scala 1:1 (lato rame)

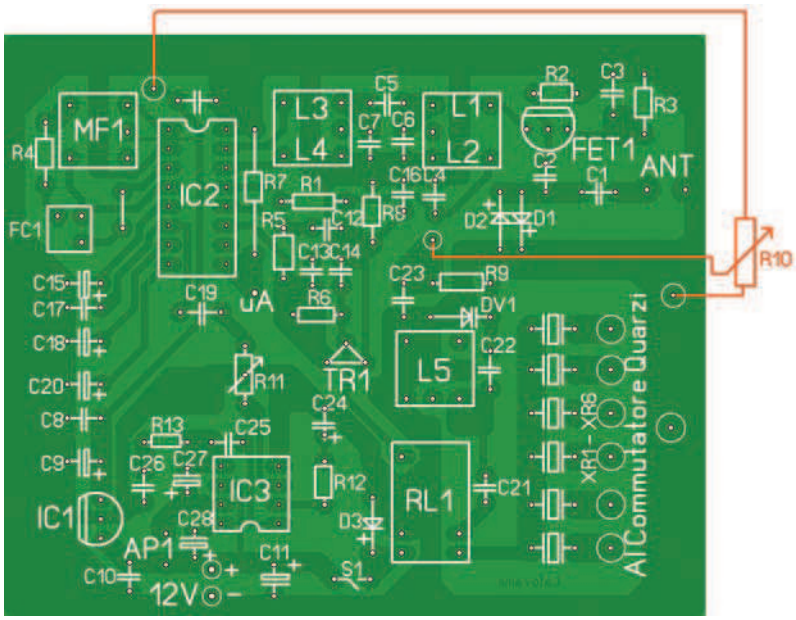


Figura 5b Piano di montaggio del modulo ricevitore (RX)

te. Chi non farà uso dei più recenti isolatori SIL-PAD dovrà ricordarsi di applicare l'apposito grasso siliconico; una piccola quantità di questo prodotto è stata stesa anche sotto il dissipatore che raffredda l'integrato modulatore. Si può infine montare il trasformatore di modulazione TM1 saldando a massa le linguette metalliche che fuoriescono dal suo corpo.

COSTRUZIONE RX

Come anticipato nella descrizione dello schema la costruzione di questo ricevitore non richiede di avvolgere alcuna bobina, fatto questo che risulterà gradito ai meno esperti. Il montaggio può avere inizio stagnando tutte le resistenze ed i condensatori di minore ingombro. In particolare, affinché la sezione VFO abbia un funzionamento stabile, le capacità a disco C12, C14, C16, C21 devono essere del tipo NPØ. Il doppio filtro ceramico da me utilizzato è il tipo CFU 455 E della MURATA ma anche altri modelli andranno bene purchè dotati di una larghezza di banda dell'ordine dei 4,5 Khz a – 6 dB; ricordo inoltre che nei pressi di questo componente è presente l'unico ponticello da eseguire. La disposizione dei terminali del FET BF 244 può variare da marca a marca ma questo non pone pro-

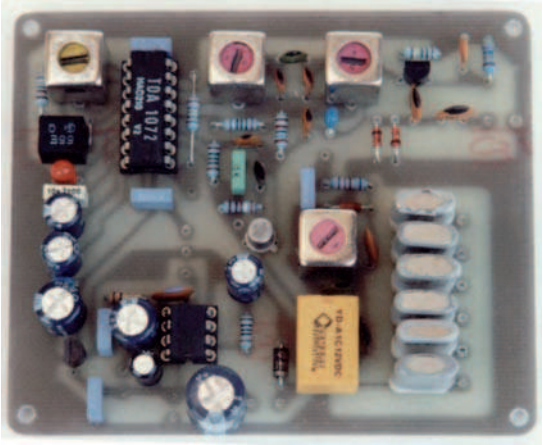


Figura 5c Modulo ricevitore (RX)

Elenco componenti Sonda RF	
R1÷R5	270 Ω 2 W
C1, C3	10 Kpf ceramico
C2, C4	4,7 Kpf ceramico
DG1	AA117
J1	VK200

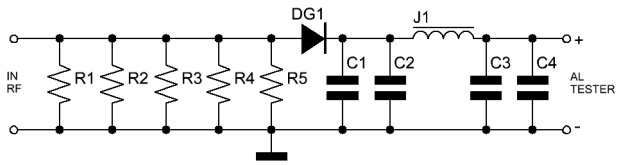


Figura 6a Schema elettrico della sonda RF

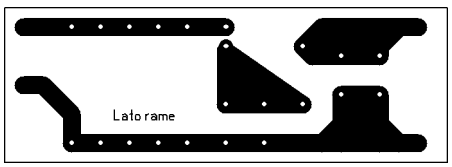


Figura 6b Circuito stampato della sonda RF in scala 1:1 (lato rame)

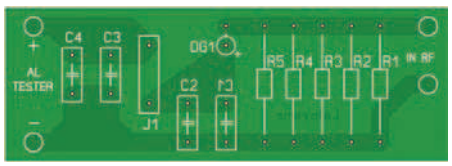


Figura 6c Piano di montaggio della sonda RF

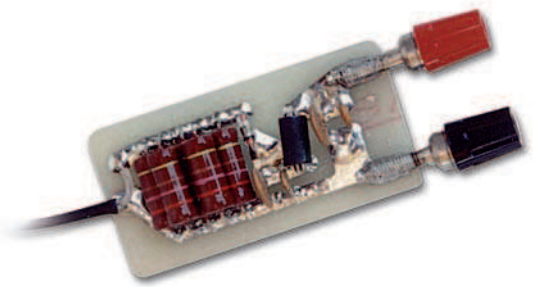


Figura 6d Sonda RF

blemi ai fini del montaggio: il terminale GATE è in ogni caso quello centrale ed essendo il FET un semiconduttore bidirezionale potremo orientarlo in entrambi i modi possibili.

TARATURA TX

La taratura di un trasmettitore come il nostro è finalizzata ad ottenere il perfetto funzionamento dello stadio oscillatore ed il raggiungimento della massima uscita RF. Per eseguire questa operazione è sufficiente disporre di un multimetro digitale od analogico e di una sonda di carico a 50 W. Chi non ne avesse una potrà costruire quella qui stesso proposta, facente uso di 5 resistenze a carbone (non a filo perché induttive) da 270 Ω 2 W poste in parallelo; sarà utile anche in futuro per il controllo di questo o simili apparati. Prima di alimentare il modulo, per evitare dimenticanze, potremo collegare la sonda RF all'uscita del TX; inoltre conviene ruotare il cursore del trimmer R1 completamente verso massa e svitare il più possibile tutti i nuclei delle bobine. La regolazione della corrente di riposo dell'oscillatore va effettuata senza inserire alcun quarzo; collegato al posto del ponticello P1 il tester in portata mA si ruota il trimmer multigiri R10 fino a fare assorbire a questo stadio una corrente di 9-10 mA. Richiuso il ponticello P1 e collegato il tester in portata 50 V f.s. all'uscita della sonda RF si inserisce, dei quarzi che intendiamo utilizzare, quello dotato della frequenza più centrale; ruotando lentamente il compensatore CV1 si ottiene l'innesco dell'oscillatore mentre agendo in sequenza sui nuclei di L1-L2 ed L5 si conseguirà la massima potenza in uscita corrispondente ad una tensione sulla sonda di circa 22 V. Poiché la formula per convertire questa tensione in Watt RF è **(VxV): 100** il trasmettitore erogherà una potenza output di circa 5 W RF, con una alimentazione di 13,8 V.

TARATURA RX

L'allineamento del modulo ricevitore non richiede l'uso di una particolare strumentazione. Questa operazione è facilitata dalla presenza dell'uscita S-meter sul piedino 9 del TDA 1072; qui potremo subito collegare un microamperometro da 100 mA con in serie un trimmer da 47 KΩ. Il segnale da ricevere può essere ricavato da un generatore modulato o meglio capta-

to "in aria". In ogni caso è bene servirsi di un'emissione che giunga il più possibile debole e posizionata al centro della banda CB (Canale 20, Mhz 27.205).
Inserito il quarzo di ricezione corrispondente a suddetto canale (Mhz 26.750) e con l'interruttore S1 aperto (posizione XTAL) si ruotano i nuclei di L1-L2 e di L3-L4 per la massima deviazione della lancetta; in seguito si agisce sul nucleo di MF1 per ottenere un ascolto il più possibile nitido. Per tarare invece la sezione VFO occorre selezionare questa funzione chiudendo l'interruttore S1; dopo avere posto il cursore di R10 a centro corsa si ruota lentamente il nucleo di L5 per la migliore sintonia.

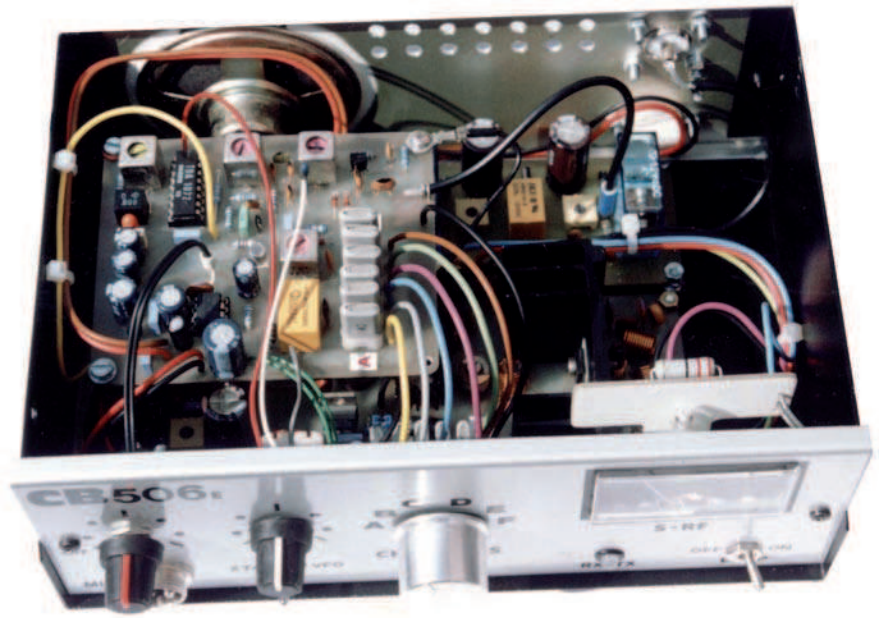


Figura 7 Vista interna del ricetrasmettitore

Figura 8 Vista posteriore del ricetrasmettitore

ASSEMBLAGGIO MODULI

I moduli pre-tarati devono essere racchiusi all'interno di un contenitore metallico simile a quello in alluminio verniciato da me utilizzato. Il collegamento a massa delle tre schede è stato curato facendo uso di distanziatori metallici ed asportando la vernice del mobile sotto i distanziatori stessi; per primo è stato posizionato il trasmettitore, al fine di tenere il più possibile corti i collegamenti tra i quarzi ed il commutatore dei canali, un due vie sei posizioni. Per lo stesso motivo il modulo ricevitore è stato sospeso subito sopra il TX tramite due torrette in ottone di adeguata lunghezza; inoltre, per non creare capacità parassite, i fili che raggiungono il selettore dei canali non devono urtarsi reciprocamente. Il cablaggio interno, fatta eccezione per i fili che alimentano il TX, può essere realizzato con conduttori di modesta sezione mentre per i collegamenti d'antenna tra i moduli e verso la presa da pannello SO 239 occorre servirsi di cavetto schermato RG 174 a 50 Ω. Un piccolo circuito stampato aggiuntivo sostiene la lampada S-meter (12V-2W) con la resistenza di caduta 22 Ω 2W che la alimenta. Ricordo anche di praticare sul pannello posteriore alcuni fori utili a smaltire il calore generato dal TX.
Infine occorre preparare il cavetto di alimentazione dotato, a monte, di fusibile da 2,5A. Alimentato l'apparato conviene ripetere le procedure di allineamento di TX ed RX alla ricerca dell'optimum. Buon utilizzo!

Codice MIP256112

Città di AREZZO

7 e 8 ottobre 2006

Elettro@bit

2^Fiera

Elettronica

Informatica Radioamatore

Radio d'epoca

Componenti elettronici
telefonia - accessori
ricetrasmittenti – antenne
computer - stampanti
materiale di consumo per
computer - giochi elettronici
videogiochi - accessori per la
casa e la famiglia - articoli per
l'hobbistica - valvole - editoria

Centro Affari Ore 9,00 - 18,30

Org. GEDIT Tel. 3483307007 - 0755991028
E-mail: gedit2004@libero.it

Codice MIP 256121

Riparazione/restauro di radioamatoriale Geloso

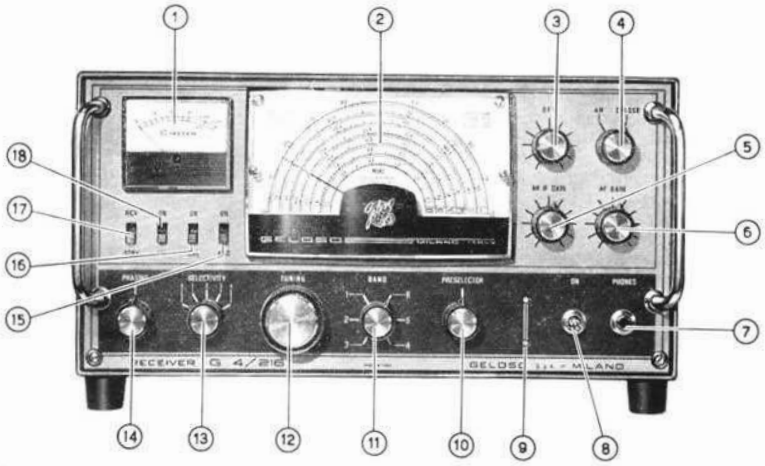
Va precisato che l'articolo è fatto non tanto per l'intervento di riparazione, per altro abbastanza banale, quanto per la rarità dell'evento e per il ricordo di quella che fu la GELOSO.

I lettori che sono già addentrati negli anni ANTA, conoscono senz'altro il marchio GELOSO, orgoglio della nostra industria radioelettronica.
Un'industria all'avanguardia, che operò fino alla fine degli anni 60, poi molte vicissitudini negative, non ultima la grande invasione dei prodotti giapponesi, l'hanno portata alla chiusura.
I prodotti della Geloso, spaziavano in un'estesa gamma dell'elettronica di consumo, sono noti i suoi amplificatori audio, i registratori, fra questi il modello G-255 che permise a molti italiani, di riudire per la prima volta, con emozione, la propria voce.
Molti i modelli di radio casalinghe e degli ottimi televisori.
Fra le varie categorie di prodotti, spiccava anche una serie dedicata ai radioamatori, con ricevitori e trasmettitori adatti alle bande radioamatoriali.
Prima di chiudere fece in tempo anche a produrre una serie con le bande laterali (SSB), presentandosi una fra le prime sul mercato mondiale.
Sono ancora ricercati dai collezionisti il famoso: "BOLLETTINO TECNICO GELOSO", fonte di notizie commerciali e di cultura elettronica, che era spedito GRATUITAMENTE ai richiedenti.
Dopo questa carrellata nostalgica, passiamo al vero motivo di quest'articolo, un amico mi ha portato un G-4/216, affinché trovassi il motivo per cui ronzava copiosamente.
Questo ricevitore costruito in contenitore completamente metallico, permetteva l'ascolto delle bande amatoriali: 80 m. (3,5-4 MHz.); 40 m. (7-7,5 MHz.); 20 m. (14-14,5 MHz.); 15 m. (21-21,5 MHz.); 10 m. (28-30 MHz.) ed in più sempre la banda 28-30 MHz. adatta al convertitore esterno VHF e UHF.
Allora non esisteva la banda continua.
I modi di ricezione erano solamente AM e SSB/CW, quest'ultimo modo utilizzava un BFO, molto di moda a quei tempi.
Il ricevitore era pure corredato di un efficiente noise limiter (ora NB).
Le valvole utilizzate erano 10 + 1 stabilizzatrice (gli zener per alta tensione non erano ancora d'uso comune), 1 diodo zener e 10 raddrizzatori al selenio.
Per le conversioni delle varie bande, erano utilizzati abbondantemente dei quarzi, nel nostro caso erano 7 (non erano ancora nati i sistemi PLL).
Il motivo del ronzio su questo ricevitore, non è stato difficile da scoprire, erano alcuni condensatori elettrolitici diventati dei neutri contenitori.
Ora bisognava decidere con cosa effettuare la sostituzione, essendo un po' difficile trovare gli originali e se anche trovati, avevano già quasi quattro decenni dalla fabbricazione e quindi alla prima tensione che ricevevano, facilmente si guastavano irreparabilmente.
Ho deciso quindi d'istallare dei nuovi condensatori di produzione recente, però, curando l'estetica e in pratica facendo in modo che questi nuovi condensatori, rimanessero sotto il telaio, lasciando la sola carcassa originale a vista, ovviamente staccata elettricamente.
Dopo aver saldato i nuovi condensatori, ho usato delle fascette per ancorarli solidamente sotto il telaio.
Le foto allegate renderanno più facile capire l'intervento, il risultato è stato, un ricevitore perfettamente risorto, senza più ronzii e con un ascolto impeccabile pur avendo quasi quarant'anni, dimostrando ancora che su quelle bande

un ricevitore modello G 4/216

di Iginio Commisso

COMANDI E CONTROLLI - CONTROLS



1 - Misuratore del segnale (« S-meter »).
2 - Scala di sintonia.
3 - Controllo di nota nella ricezione CW e della reintegrazione nella ricezione SSB.
4 - Commutatore selettore del tipo di ricezione (CW/SSB - AM).
5 - Controllo della sensibilità.
6 - Controllo di volume.
7 - Presa per la cuffia.
8 - Interruttore generale.
9 - I due fori servono per accedere ai compensatori « Calibrator reset ».
10 - Preselettore di accordo stadi RF.
11 - Cambio gamme.
12 - Comando di sintonia.
13 - Commutatore di selettività.
14 - Regolatore di « phasing ».
15 - Commutatore del controllo automatico di sensibilità.
16 - Calibratore.
17 - Commutatore « Receive-Stand-by ».
18 - Limitatore dei disturbi.

1 - RF level meter (« S-meter »).
2 - Tuning dial.
3 - Pitch and SSB control.
4 - Switch selector of reception (CW/SSB -AM).
5 - Sensitivity control.
6 - Volume control.
7 - Plug for headphone connection.
8 - Main switch.
9 - The two holes serves to access to the « Calibrator Reset » trimmers.
10 - Preselector RF stages.
11 - Band selector switch.
12 - Tuning control.
13 - Selectivity switch.
14 - Phasing control.
15 - A.G.C. « On-Off » switch.
16 - Reset calibrator.
17 - Switch « Receive/Stand-by ».
18 - Noise limiter.

FUNZIONAMENTO - RECEIVER OPERATING

RICEZIONE SEGNALI AM

Controllo di volume - Questo controllo contrassegnato sul pannello con la dicitura « AF GAIN » regola il volume del suono che viene inviato alla cuffia o all'altoparlante.

Controllo di sensibilità - Questo controllo contrassegnato sul pannello con la dicitura « RF-IF-gain », regola la sensibilità del ricevitore ed agisce sullo stadio di RF e contemporaneamente anche sugli stadi a FI.
Per ottenere letture esatte sull'S-meter occorre che il comando sia portato nella posizione di massima sensibilità.

Il CAV può essere lasciato inserito nella posizione SSB; e mediante lo strumento « S-meter » è possibile rilevare l'intensità del segnale ricevuto. Questo è reso possibile poichè la costante RC del circuito è molto alta e rende

RECEPTION OF AM SIGNALS

Volume Control - This control, marked « AF GAIN » serves to adjust the sound level fed to the headphones or speaker.

Sensitivity Control - This control marked « RF-IF Gain », checks the sensitivity of the receiver affects simultaneously, the r.f. amplifier stage and the two i.f. amplifier stages. **In order to obtain correct reading of the S-meter it is necessary that the control should been adjusted to the position providing maximum sensitivity** (turned all the way to the right).

The AVC control can be left inserted in SSB position and the intensity of the signals received measured through the « S-meter ». This is possible, because the RC time constant of the circuit, being very high, causes the

10

le valvole si difendono ancora discretamente dai transistor.
Il principale condensatore implicato era uno doppio da 40+40 MF 500 Vl., che livellava l'alta tensione, di seguito ho cambiato prudenzialmente anche un altro condensatore elettrolitico doppio da 30+30 MF 350 Vl. e i due elettrolitici da 30 MF 25 Vl. posti sui catodi della valvola V10 ECL 86 (6GW8), amplificatrice di bassa frequenza.
A questi ho pure aggiunto il condensatore catodico da 25 MF 6 Vl. della valvola V9 6BE6.
Ovviamente i valori che ho usato sono quelli commerciali in uso adesso e precisamente 47, 33 e 22 MF.
Sullo schema elettrico, sono segnalati i conden-

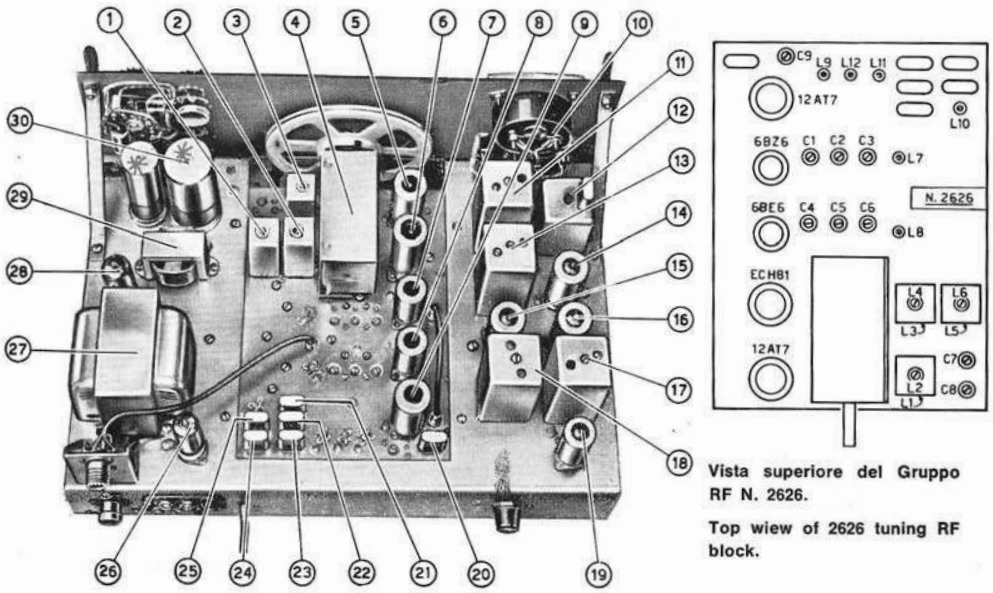
ta in parallelo all'altoparlante oppure tra i morsetti 1 e 2 della morsettiera d'uscita. Variare la frequenza del generatore, tenendo tutti i controlli nella posizione di massimo, il « phasing » sul riferimento e la selettività sul punto 4 fino a riscontrare una netta risonanza su di una frequenza prossima ai 467 kHz.

La frequenza così determinata è la frequenza propria del quarzo ed il canale deve essere allineato su questa frequenza, riportando prima il comando di selettività sulla posizione zero e poi agendo sui compensatori del trasformatori a FI 467 kHz per la massima resa. Ottenuto ciò, spostare il generatore a +4 kHz della frequenza del quarzo e regolare la vite « 12 » fino ad ottenere la massima uscita, dopo aver commutato il comando di selettività sulla posizione 1 e messo il comando « Phasing » sul segno di riferimento.

« 1 » and « 2 » of the output terminal strip. Vary the frequency of the signal generator, keeping all controls in their maximum position, the « phasing » control in its starting position and the selectivity control in position « 4 », in order to find a clean resonance on a frequency in the vicinity of 467 kc. The frequency thus determined is the frequency of the crystal, and the i.f. channel must be aligned to this frequency, first adjusting the selectivity control to its « zero » position, and then adjusting the trimmers of the 467 kc. If transformers for maximum output.

This done, adjust the signal generator to a frequency 4 kc. higher than the crystal frequency, and adjust the trimmer « 12 » in such a way as to obtain maximum output, after turning the selectivity control to its the 467 kc. transformers for maximum output.

G 4/216 - POSIZIONE DEI COMPONENTI



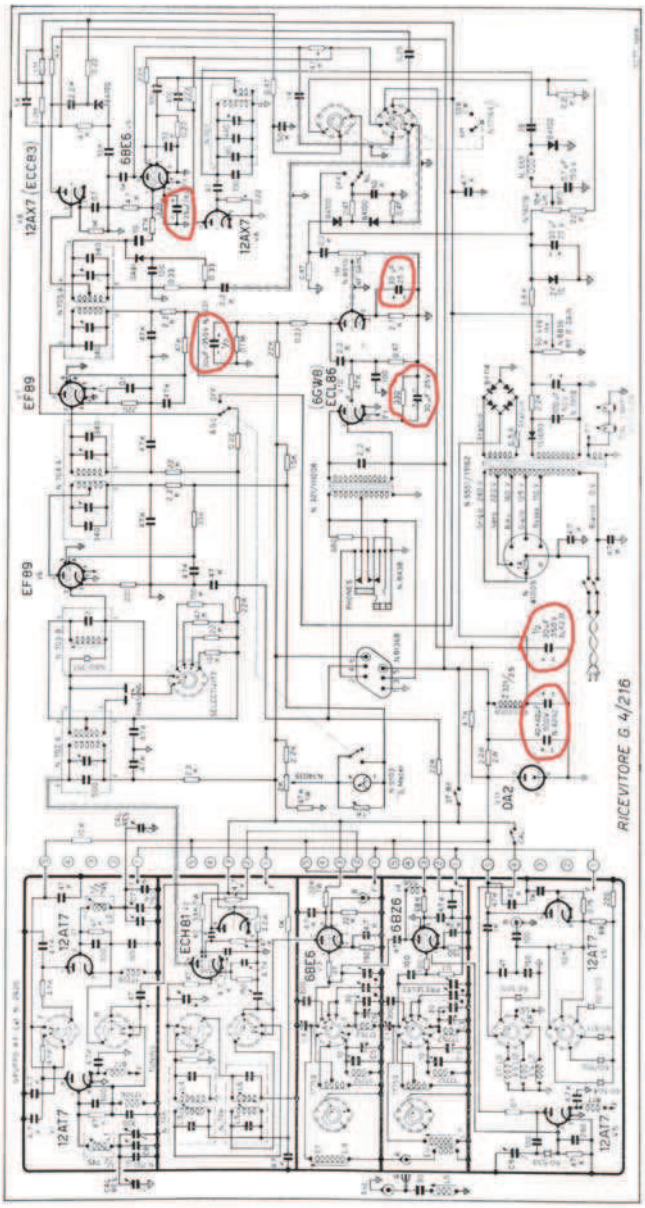
Vista superiore del Gruppo RF N. 2626.

Top wiew of 2626 tuning RF block.

1 - Filtro per gamme 1 e 2.
2 - Filtro per gamme 6, 5, 4. 3.
3 - Bobine per VFO.
4 - Condensatore variabile.
5 - 12 AT 7.
6 - ECH 81.
7 - 6 BE 6.
8 - 6 BZ 6 (6 DC 6).
9 - 12 AT 7.
10 - Indicatore « S-meter ».
11 - Trasformatore di Media Frequenza N. 702.
12 - Trasformatore di Media Frequenza N. 703.
13 - Trasformatore di Media Frequenza N. 704.
14 - EF 89.
15 - EF 89.
16 - 12 AT 7.
17 - Trasformatore di Media Frequenza N. 707.
18 - Trasformatore di Media Frequenza N. 705.
19 - 6 BE 6.
20 - Quarzo 60/533 (3,5 Mc.) calibratore.
21 - Quarzo 60/100 (36 Mc.) gamma 2.
22 - Quarzo 60/504 (20 Mc.) gamma 1.
23 - Quarzo 60/505 (11 Mc.) gamma 5.
24 - Quarzo 60/477 (25 Mc.) gamma 4.
25 - Quarzo 60/503 (18 Mc.) gamma 4.
26 - Stabilizzatrice OA 2.
27 - Trasformatore di alimentazione.
28 - ECL 86.
29 - Impedenza di livellamento.
30 - Condensatori elettrolitici.

14

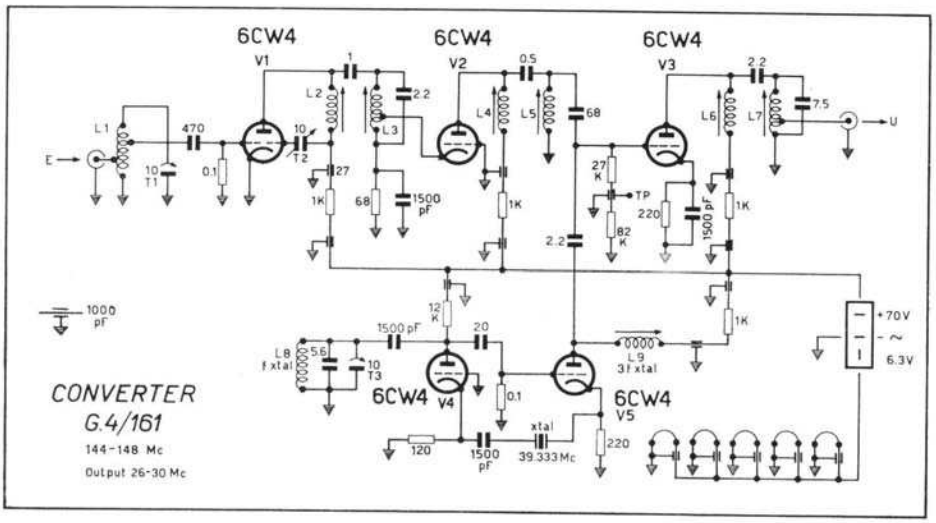
Posizione dei condensatori doppi esterni



Schema elettrico con segnalati i condensatori cambiati

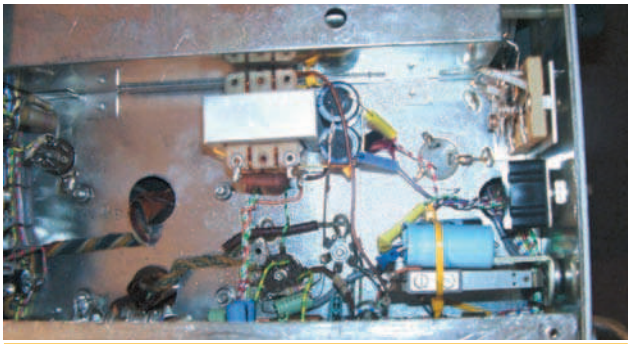
satori sostituiti.
La Geloso, aveva pure costruito una serie di convertitori, che abbinati al G 4/216, permettevano l'ascolto delle bande radioamatoriali superiori, con la sigla G 4/161, permetteva l'ascolto della banda VHF 144-148 MHz. e con la sigla 4/163, la banda UHF 432-436 MHz.
Come vedete in UHF, la banda è limitata per gli attuali usi, ma si può ugualmente espandere sostituendo il quarzo.
Anche questi convertitori usavano entrambe un quarzo.
Si sa che allora, non si era sviluppata ancora la FM stretta ad uso amatoriale, e quindi questo ricevitore non è adatto, si può ascoltare solo in AM, con le difficoltà auditive del caso.
Per curiosità, pubblico lo schema elettrico del convertitore VHF e la sua fotografia.
Va detto che entrambe i convertitori si basavano sulle nuove (allora) valvole nuvistor 6CW4, che non ebbero molto successo, perchè oscurate dallo sviluppo dei nuovi transistor per alta frequenza, prima al germanio e poi al silicio.
Nei mercatini rionali e radioamatoriali, questi prodotti della Geloso, si trovano abbastanza di frequente, resta il dubbio sulla loro completa efficenza.

Codice MIP256122

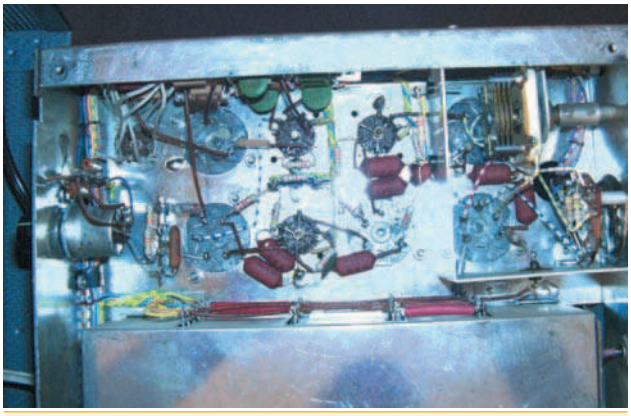


Schema elettrico del convertitore VHF a nuvistor

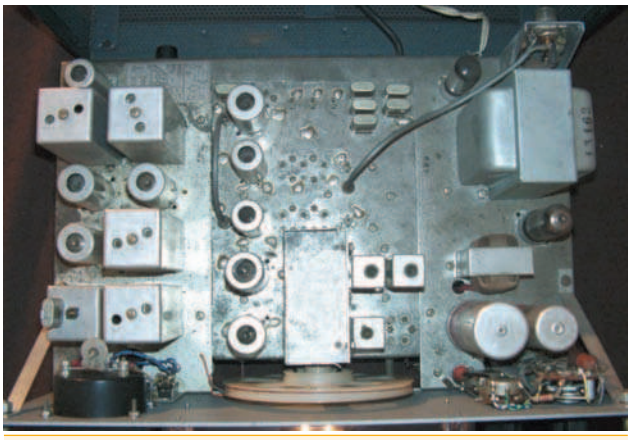
Copertina della rivista n. 103 inverno 66/67, dove è trattato il ricevitore



Particolare del fissaggio condensatori



Altri particolari di condensatori sostituiti

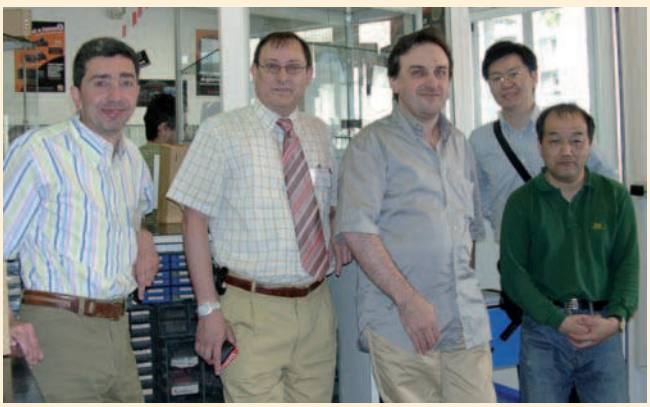


Vista superiore del telaio

Frontale

NOTIZIE

Sabato 17 giugno, si è svolto lo "YAESU DAY", presso il negozio ELETTROPRIMA di Milano, posto in Via Primaticcio, 162.
Per l'occasione, oltre a vari prodotti attuali della gamma Yaesu, è stato presentato il nuovo ed atteso ricetrasmettitore HF, FT DX 9000, in varie versioni.
Presenti, oltre a tutti i componenti la staff ELETTROPRIMA, anche i rappresentanti e i tecnici ICAL (distributrice per l'Italia dei prodotti Yaesu), vi erano anche due rappresentanti giapponesi della casa stessa.
La manifestazione ha avuto la presenza di un numeroso pubblico, interessato a queste ultime novità, trovando anche le pronte risposte date dagli esperti presenti.



CAMPAGNA ABBONAMENTI 2007

Diverse modalità di abbonamento: scegli la tua preferita e risparmia da subito!

SCEGLI LA TIPOLOGIA DI ABBONAMENTO

Fare elettronica

CODICE	TIPOLOGIA ABBONAMENTO	PREZZO
FEA01	Abbonamento a 11 numeri di Fare Elettronica	€45,00 anzichè €60,50
FEA02	Abbonamento a 11 numeri di Fare Elettronica con CD-ROM "Fotografia digitale"	€52,00 anzichè €70,40
FEA03	Abbonamento a 11 numeri di Fare Elettronica con CD-ROM "Montaggio Video"	€52,00 anzichè €70,40
FEA04	Abbonamento a 11 numeri di Fare Elettronica con CD-ROM "Babylon PRO 5.0"	€52,00 anzichè €70,40
FEA05	Abbonamento a 11 numeri di Fare Elettronica con CD-ROM "iPOD converter"	€52,00 anzichè €70,40

Fare elettronica & Firmware

CODICE	TIPOLOGIA ABBONAMENTO	PREZZO
FEA06	Abbonamento a 11 numeri di Fare Elettronica e 11 numeri di Firmware	€79,50 anzichè €126,50
FEA07	Abbonamento a 11 numeri di Fare Elettronica e 11 numeri di Firmware con CD-ROM "Fotografia digitale"	€87,00 anzichè €136,40
FEA08	Abbonamento a 11 numeri di Fare Elettronica e 11 numeri di Firmware con CD-ROM "Montaggio Video"	€87,00 anzichè €136,40
FEA09	Abbonamento a 11 numeri di Fare Elettronica e 11 numeri di Firmware con CD-ROM "Babylon PRO 5.0"	€87,00 anzichè €136,40
FEA10	Abbonamento a 11 numeri di Fare Elettronica e 11 numeri di Firmware con CD-ROM "iPOD converter"	€87,00 anzichè €136,40

I CD-ROM CHE ABBIAMO SELEZIONATO PER VOI

FOTOGRAFIA DIGITALE
Il corso ha lo scopo di guidare l'utente nel mondo della fotografia ed in particolare con l'uso delle moderne fotocamere digitali.
Infatti dopo aver introdotto l'argomento con alcune considerazioni di base si passa alla guida dell'acquisto di una fotocamera digitale, all'uso delle funzioni principali come quantità di luce, principio di reciprocità, profondità di campo, messa a fuoco, angolo di campo. Esposti i vantaggi delle fotografie digitali, si procede ad una analisi delle varie situazioni di scatto, come fotografare l'acqua, gli animali, gli edifici e monumenti ed in una diversa sezione alle foto di interni, di paesaggi, di ritratti, tramonti, fuochi pirotecnici, il panning e la macrofotografia.
Nella sezione finale si affronta il fotoritocco digitale con l'ausilio del software specifico più diffuso: Adobe Premiere.

MONTAGGIO VIDEO
Questo corso è studiato per fornire le basi necessarie per effettuare montaggi video di tipo amatoriale utilizzando Movie Maker, un semplice software dalla grande efficacia.
Dopo una analisi delle schede video, indispensabili per l'acquisizione da fonti video si procede alla spiegazione di Movie Maker, dalla sua interfaccia alle novità della nuova versione.
Lo studio dello Storyboard, con effetti e transazioni, titoli e riconoscimenti, le varie fasi per l'acquisizione, la sequenza temporale, dove viene effettuato il montaggio, il commento sonoro sono gli argomenti affrontati prima dell'esportazione del filmato montato. Una sezione infatti è dedicata ai vari modi e formati di esportazione del filmato.

BABYLION PRO 5.0
Per la sua efficacia e la sua estrema facilità d'uso, Babylon-Pro 5.0 è il traduttore istantaneo più conosciuto nel mondo. Babylon-Pro 5.0 è un software di traduzione istantanea dall'italiano all'inglese e viceversa. Quando si scrive o si legge un documento di testo in Word, in Excel, in Access, quando si naviga in Internet e in qualsiasi altro caso in cui, sullo schermo del PC sia visualizzato del testo, Babylon è pronto a risolvere tutti i vostri dubbi. Basta un click su una parola o su una frase e, immediatamente, sul desktop appare una finestra con la relativa traduzione e con varie alternative e sinonimi. Il sistema si basa su un dizionario contenente più di 200.000 definizioni, parole, frasi, abbreviazioni e acronimi. Grazie ad un'interfaccia semplice e intuitiva Babylon può essere utilizzato anche dagli utenti meno esperti e, una volta trovata la parola o la traduzione che si cerca, è possibile copiarla su un qualsiasi documento.

iPOD CONVERTER
È l'applicazione che permette il trasferimento di musica su tutti i diversi modelli iPod (iPod, iPod Shuffle e iPod Nano) e di foto e filmati su iPod Video).

Caratteristiche:
- i filmati (DVD Video e AVI-DivX) vengono convertiti in un formato idoneo all'iPod utilizzando una procedura semplificata semi automatica (wizard);
- il programma è in grado di convertire file WAVE o AIF nei formati compatibili con l'iPod (MP3 e AAC) utilizzando una procedura semplificata semi automatica (wizard);
- il programma avvia automaticamente l'installazione di un altro software, denominato DVD Decrypter, che consente la preparazione dei DVD-Video per la conversione.

ABBONATI SUBITO

Compila, ritaglia e spedisci via fax questo coupon allo **02-66508225**

Spedisci questa pagina in busta chiusa a:
INWARE Edizioni srl
Via Cadorna, 27/31 - 20032 Cormano (MI)

Chiamaci allo **02-66504755**

Abbonati on-line sul sito
www.farelettronica.com/abbonamento

DATI PERSONALI

Nome . . . . . .

Cognome . . . . . .

Via . . . . . n° . . . .

Cap . . . . . Città . . . . . Prov . . . .

Tel . . . . . Fax. . . . . .

Email . . . . . .

Ragione Sociale . . . . . .

P.Iva . . . . . ❍ Ricevuta

Privacy. Ai sensi del Decr. Lgs. 196/2003 la informiamo che i dati trasmessi verranno impiegati coi principali scopi di indagini di mercato e nelle modalità previste dallo stesso, prevalentemente con mezzi informatici. Il conferimento, di norma facoltativo, è obbligatorio per permettere il rapporto commerciale. È in ogni caso fatto diritto dell'interessato esercitare i propri diritti, nei modi previsti dal "Titolo II art. 7" della legge sopra citata, scrivendo a Inware Edizioni srl, Via Cadorna 27 – 20032 Cormano o tramite email a info@inwaredizioni.it

SCELTA DELLA TIPOLOGIA DI ABBONAMENTO

barrare la tipologia prescelta

❍ **Codice FEA01** €45,00	❍ **Codice FEA06** €79,50
❍ **Codice FEA02** €52,00	❍ **Codice FEA07** €87,00
❍ **Codice FEA03** €52,00	❍ **Codice FEA08** €87,00
❍ **Codice FEA04** €52,00	❍ **Codice FEA09** €87,00
❍ **Codice FEA05** €52,00	❍ **Codice FEA10** €87,00

MODALITÁ DI PAGAMENTO

barrare la modalità prescelta

❍ **CARTA DI CREDITO**

❑ American Express ❑ Visa ❑ Mastercard

Titolare . . . . . .

n° . . . . . scad . . . . . .

❍ **VERSAMENTO SUL CCP N. 70107552**

Allegare la ricevuta (o copia) del versamento intestato ad **Inware Edizioni srl**, indicando nella causale: "Abbonamento Fare Elettronica"

❍ **BONIFICO BANCARIO**

Appoggiarlo su: **Poste Italiane - CIN: I - ABI: 07601**
CAB: 01600 - C/C: 000070107552
intestato ad **Inware Edizioni srl**

❍ **ALLEGO UN ASSEGNO**

intestato ad **Inware Edizioni srl**

Firma . . . . . .

Scopri sul retro di questo coupon gli esclusivi vantaggi riservati agli abbonati

---

BancoPosta

CONTI CORRENTI POSTALI - Ricevuta di Versamento

sul C/C n. 70107552 di Euro

importo in lettere

INTESTATO A:
INWARE EDIZIONI SRL

ESEGUITO DA:

VIA - PIAZZA

CAP

LOCALITÀ

BOLLO DELL'UFF. POSTALE

AVVERTENZE
Il Bollettino deve essere compilato in ogni sua parte (con inchiostro nero o blu) e non deve recare abrasioni, correzioni o cancellature.
Il versamento deve essere effettuato presso un ufficio postale o tramite un incaricato.
Le informazioni richieste vanno riportate in modo identico in ciascuna delle parti di cui si compone il bollettino.

CAUSALE

BancoPosta

CONTI CORRENTI POSTALI - Ricevuta di Accredito

sul C/C n. 70107552 di Euro

TD 451

importo in lettere

INTESTATO A:
INWARE EDIZIONI SRL

CAUSALE

ESEGUITO DA:

VIA - PIAZZA

CAP

LOCALITÀ

BOLLO DELL'UFF. POSTALE
codice bancoposta

IMPORTANTE: NON SCRIVERE NELLA ZONA SOTTOSTANTE
importo in euro numero conto

td

AUT. DB/SISB/E 20017 DEL 11.04.2006

70107552 < 451>

ABBONATI SUBITO!

- ✔ **Risparmierai** fino a €49,40 sul prezzo di copertina
- ✔ Avrai la garanzia del **prezzo bloccato** per un anno
- ✔ Le riviste ti saranno **recapitate comodamente** a casa
- ✔ Compreso con l'abbonamento (o il rinnovo) riceverai un **buono sconto del 20%*** per un tuo prossimo acquisto sul sito www.ieshop.it
- ✔ Compila questo cedolino in tutte le sue parti. Invialo in busta chiusa o via fax (fronte/retro) e riceverai in omaggio l'esclusivo flessometro di Inware Edizioni!

TIPO DI ABBONAMENTO:

❍ Personale
❍ Aziendale
❍ Scuola o Università

IL VOSTRO SETTORE DI COMPETENZA:

❍ Direzione Tecnica
❍ Direzione Acquisti
❍ Progettazione
❍ Insegnante
❍ Studente
Altro . . . . . .

PRODOTTO PRINCIPALE O SERVIZIO OFFERTO DALL'AZIENDA DOVE LAVORATE:

❍ Apparecchiature elettriche, elettroniche, ICT
❍ Apparecchiature scientifiche, misura e controllo
❍ Elettrodomestici
❍ Automotive
❍ Consulenza
❍ Vending
Altro . . . . . .

NUMERO DI DIPENDENTI DELLA VOSTRA AZIENDA:

❍ fino a 10
❍ da 10 a 50
❍ da 50 a 100
❍ da 100 a 500
❍ oltre 500

* Validità 3 mesi

INWARE EDIZIONI

IN EDICOLA

Non perdere il numero di questo mese

con SCUOLA RADIO ELETTRA

entri più velocemente nel mondo del lavoro

diventa Tecnico della sicurezza
in TECNOLOGIE ELETTRONICHE

www.scuolaradioelettra.it

per Info chiama il numero verde 800 325 325

Codice MIP 256132